SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

7

LIRE 500

TVC SEMPLIFICATA

EFFETTO ECO

AUSTRIA	Sc. 24.90
BELGIO	Fr. Bg. 48
DANIMARCA	Kr. D. 6.65
FRANCIA	Fr. Fr. 4.70
GERMANIA	D. M. 3.85
INGHILTERRA	Sh. 6.10
ITALIA	L. 500
JUGOSLAVIA	Din. 725
LUSSEMB.	Fr. Bg. 48
MALTA	Sh. 6.10
NORVEGIA	Kr. N. 6.90
OLANDA	Fol. 3.50
PORTOGALLO	Esc. 27.60
SPAGNA	Pts. 57.70
SVIZZERA	Fr. .S. 4.15

luglio/agosto 1968

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

Editore: J.C.E.
Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

Sped. in abb. post. Gr. III/70 — Luglio 1968

SOMMARIO

In copertina — Installazione di microfoni realizzata dalla Soc. It. Telecom. Siemens

I LETTORI CI SCRIVONO

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

Sig. PILANDI D. Bologna

Radiocomando

In figura 1 riportiamo lo schema di un semplicissimo apparecchio per radio comando il quale è adatto a funzionare sulla frequenza di 27 MHz e la cui portata, dell'ordine di 1,5 chilometri, può essere notevolmente ridotta diminuendo sensibilmente la lunghezza dell'antenna.

Fig. 1 - Schema elettrico di un radiocomando per i 27 MHz.

L'apparecchio è costituito da due transistori del tipo 2N2188 e da uno del tipo 2N404. Il valore dei vari componenti è il seguente:

R1 = 10 kΩ; R2 = 33 kΩ; R3 = 1.000 Ω; R4 = 10 Ω; R5 = 2.200 Ω; R6 = 47 kΩ; R7 = 4.700 Ω.

Tutte le resistenze sono del tipo da 1/2 W precisione ± 10%.

C1 = 0,01 μF 50 V, ceramico; C2 = 62 pF ceramico tipo NPO; C3 = 0,01 μF 50 V, ceramico; C4 = 0,1 μF 50 V, ceramico; C5 = 0,05 μF 50 V, ceramico.

T1 = bobina o autotrasformatore con presa centrale da 1.600 Ω.

Cristallo funzionante su terza armonica nella gamma dei 27 MHz con tolleranza del 0,005%.

XRF1 = impedenza a radio frequenza da 22 μH. CH1 interruttore unipolare, CH2 interruttore unipolare a pressione.

Bobina L1 = bobina oscillatrice = Primario, n. 12 spire di filo del n. 26 avvolte su un supporto avente il diametro da 5 millimetri e con regolazione a nucleo. Secondario, costituito da tre spire dello stesso conduttore avvolto bifilarmente a partire dalla terza spira del primario dalla parte del collettore.

Bobina L2 = bobina di sintonia di uscita composta da 25 spire di filo n. 26 avvolte su un supporto di 6-3 millimetri di diametro, con regolazione a nucleo.

Antenna telescopica avente lunghezza di 1,30 m per comunicazioni normali, di 0,65 centimetri per comunicazioni a distanza ridotta. Contenitore 8 x 10 x 13 cm. Tutto l'insieme può essere montato su un circuito stampato.

Le operazioni di messa a punto vanno eseguite attenendosi alla solita prassi. Una volta effettuata la regolazione del complesso aprendo l'interruttore CH2 l'indice dello strumento di misura deve segnare una sensibile diminuzione del campo la qual cosa indica che l'oscillatore audio funziona regolarmente.

Infatti mentre il transistore TR1 funge da oscillatore controllato a cristallo, oscillando alla frequenza determinata tramite il XTAL, TR2 costituisce il circuito amplificatore in classe C e il transistore TR3 fa parte del circuito oscillatore di potenza audio atto a far funzionare il relé nella parte ricevente.

Sig. VENANZI E. Roma

Alimentatore stabilizzato da 0 a 50 V

Avendo l'alimentatore descritto sul n. 6/1967 destato molto interesse presso molti lettori pubblichiamo la descrizione originale in modo da agevolare il compito di coloro che desiderano costruirlo.

Poiché l'alimentatore è previsto per funzionare su quattro gamme di tensione d'uscita, il secondario del trasformatore d'alimentazione è munito di prese selezionabili per mezzo di un commutatore. Un raddrizzatore a ponte provvede alla rettificazione mentre un filtro ad ingresso induttivo provvede al livellamento.

In genere questi alimentatori sono equipaggiati con condensatori di livellamento aventi elevati valori di capacità e di tensione di lavoro, e risultano pertanto costosi.

Questo alimentatore si differenzia dai convenzionali per la presenza dell'induttanza nel circuito di livellamento. Essa consente di ridurre sensibilmente la capacità di filtraggio e di attenuare la tensione di ondulazione residua all'uscita del filtro. Siccome la tensione di uscita sulle varie gamme è regolabile in modo continuo, la tensione agli estremi dei transistor di regolazione può salire fino ad un valore pari alla differenza tra il massimo ed il minimo della gamma, maggiorata della tensione di ondulazione (metà del valore picco-picco) presente all'uscita del filtro e della minima tensione che si deve stabilire affinché i transistor di regolazione lavorino sicuramente nella zona attiva della caratteristica.

La potenza da dissipare nel circuito di regolazione può così raggiungere valori elevati tali da giustificare l'impiego di tre transistor di potenza in parallelo.

La tensione da confrontare con quella di riferimento è prelevata con un partitore resistivo fisso che divide nel rapporto 5 : 1 la tensione di uscita. Questa tensione viene portata alla base di uno dei transistor di un amplificatore differenziale avente gli emettitori riferiti ad una sorgente di tensione positiva stabilizzata.

La base dell'altro transistor fa capo al cursore di un potenziometro alimentato da una sorgente di tensione negativa anch'essa stabilizzata.

Le diverse gamme di tensione vengono ottenute alternando o scambiando tra loro opportunamente, mediante un commutatore a più sezioni, le resistenze del partitore di cui fa parte il potenziometro di regolazione.

Il collettore del primo transistor dell'amplificatore differenziale è alimentato con un partitore fisso collegato direttamente sul condensatore del filtro. Il collettore del secondo transistor è invece alimentato con un piccolo alimentatore separato, posto in serie all' uscita dell' alimentatore stabilizzato.

Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore completo.

Completa il circuito un dispositivo di protezione elettronico contro i cortocircuiti costituito da un trigger di Schmitt a transistor che preleva la propria alimentazione dai capi di polarità opposta dei due diodi di Zener montati in serie ed è progettato in modo tale da avere un centro elettrico virtuale a potenziale prossimo a quello del morsetto positivo dell'alimentatore stabilizzato. In tal modo si può immaginare la caratteristica v = f (i) del trigger sovrapposta ad una retta orizzontale rappresentante il potenziale del morsetto positivo dell'alimentatore (v. appendice). La base del primo transistor del trigger è collegata a monte di una resistenza di bassissimo valore ohmico che viene attraversata dalla corrente erogata dall'alimentatore stabilizzato. La eventuale sovracorrente provoca una caduta di tensione ai capi della resistenza; tale caduta se raggiunge e supera il valore di soglia del trigger provoca la commutazione dello stesso. Il secondo transistor del trigger passa dall'interdizione alla saturazione portando un potenziale positivo sulle basi del transistor pilota e dei transistor di regolazione con conseguente blocco degli stessi e riduzione a zero della tensione in uscita. Il trigger viene riportato in posizione di riposo mediante un apposito interruttore.

Il collettore del secondo transistor, essendo alimentato con una tensione che varia a seconda della gamma entro cui funziona l'alimentatore, viene collegato con un diodo ad un alimentatore di

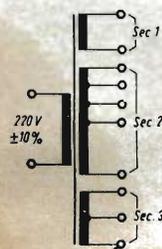



Fig. 2 - Schema elettrico del trasformatore di alimentazione.

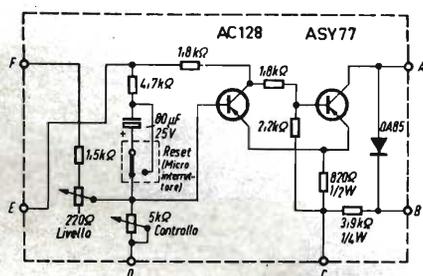



Fig. 3 - Dispositivo elettronico di protezione.

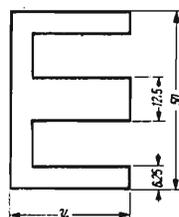



Fig. 4 - Dimensioni dei lamierini dell'impedenza di filtro.

Nucleo: 16 cm²

Primario: 650 spire - filo 0,6 millimetri ∅ (resistenza di avvolgimento = 7,5 Ω).

Secondario 1: 75 spire filo 0,6 mm ∅

Secondario 2: spire totali 172 - filo 1 mm ∅
1ª presa alla 73ª spira
2ª presa alla 112ª spira
3ª presa alla 142ª spira

Secondario 3: 100+100 spire (presa centrale) filo 0,6 millimetri ∅

Tensioni (a 220 V nominali al primario e con 2 A al secondario)
23,2 V, 1ª presa
37 V, 2ª presa
45,5 V, 3ª presa
54 V, estremo.

DATI CARATTERISTICI

Trasformatore	A vuoto	Con carico nominale di 2 A	
Tensione secondaria alternata (per 220 V) nominali al primario)	24	23	*1ª gamma*
	38	37	*2ª gamma*
	48	45,5	*3ª gamma*
	58	54	*4ª gamma*
Tensione rettificata dopo il condensatore di filtro	32,2	31,5	*1ª gamma*
	52,5	51	*2ª gamma*
	66,5	63	*3ª gamma*
	80,5	75	*4ª gamma*

Impedenze di filtro

Sezione nucleo: 12,5x20 mm²

= 2,5 cm²

Numero spire: 240
Diametro filo: 1 mm
Resistenza avvolgimento:

0,75 Ω

Traferro: 0,2 mm circa
Capacità del filtro:

2.000 µF/100 VL

Radiatori per i transistor regolatori
3 pezzi da 10 cm di profilato

40 D.

riferimento che funziona da sfioratore quando la corrente disponibile al collettore è superiore a quella strettamente necessaria per portare al livello positivo richiesto il collettore del secondo transistor. Questo artificio consente di mantenere inalterata la caratteristica v = f (i) del trigger di Schmitt per tutti e quattro i campi di regolazione dell'alimentatore.

PRESTAZIONI

Resistenza interna (in c.c.):

$$R_i = \frac{\Delta V_u}{\Delta I} = 0{,}05\,\Omega$$

Fattore di stabilizzazione:

$$\left(\frac{\Delta V_i}{\Delta V_u}\right) = 50 \text{ per } I = \text{cost}$$

Ondulazione residua: 10 mV_{pp}

APPENDICE

Il circuito trigger che costituisce il sistema di protezione deve essere di tipo « stabile in corto circuito », e cioè deve avere una caratteristica V = f (i) *di tipo* N *posta a cavallo dell'asse delle ascisse e deve intersecare lo stesso in tre punti. Essendo a riposo* $V_q = 0$ *ed* R_q *molto piccola (vedi la fig. 6), la caratteristica del generatore che pilota il circuito trigger coincide praticamente con l'asse delle ascisse ed il trigger viene così ad avere due posizioni bene definite di stabilità (punti A e D della fig. 6).*

L'ordinata positiva del punto C rappresenta pertanto la ampiezza minima richiesta per l'impulso positivo di tensione che deve provocare la commutazione del circuito di protezione.

I requisiti che deve avere il circuito trigger sono:

a) *tensione positiva sul collettore del secondo transistor quando esso è in saturazione*

b) *costanza della caratteristica* V = f (i) *al variare della gamma di tensione coperta dall'alimentatore.*

La seconda esigenza è conseguenza del fatto che la resistenza di carico del secondo transistor è collegata direttamente al polo negativo del condensatore di filtro, la cui tensione varia tra 20 e 80 V circa.

CRITERIO DI PROGETTO

Sulla base di quanto sopra si stabilisce la massima corrente richiesta per saturare il secondo transistor (80 V / 9,4 kΩ ≅ 9 mA) e si fissa la resistenza totale del partitore ($R_1 + R_2 + R_3$) *(vedi fig. 5) in modo da rendere praticamente costante ed indipendente da* I_{b2} *il potenziale della base e quindi dell'emettitore del secondo transistor. Detto potenziale, positivo rispetto allo zero di riferimento (che coincide con il polo + dell'alimentatore principale), deve essere sufficiente a garantire l'interdizione dei transistor regolatori della sezione stabilizzatrice. Inoltre, essendo variabile la tensione di alimentazione del secondo transistor, è necessario stabilizzare la tensione di collettore di quest'ultimo riferendolo, mediante un diodo, ad un potenziale positivo di opportuno valore. In tal modo, quando diminuisce la tensione dell'alimentatore principale, il potenziale positivo del collettore non può andare oltre quello di riferimento (creato mediante* R_5 *e* D_2*) e si evita così di spostare, causa la saturazione, il potenziale del-*

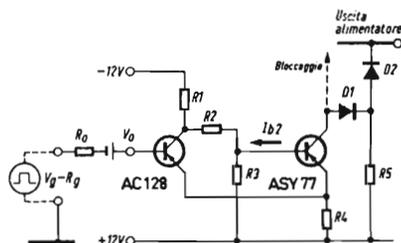



Fig. 5 - Inserzione della tensione V_o e della resistenza R_o tra il generatore pilota ed il circuito di protezione (vedi testo).

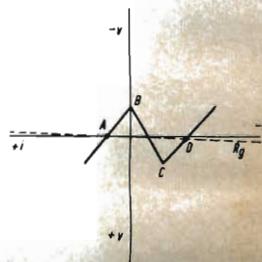



Fig. 6 - Caratteristica completa V = f (i) del circuito di protezione.

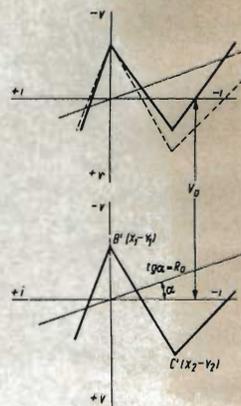



Fig. 7 - Traslazione e modifica della caratteristica V = f (i) del circuito di protezione mediante l'inserzione della tensione V_o e della resistenza R_o all'entrata del circuito.

l'emettitore e quindi la caratteristica del circuito trigger. Il potenziale di riferimento, impedendo la saturazione del secondo transistor, mantiene quest'ultimo nella zona attiva della caratteristica. Ne segue che i punti di commutazione B' e C' della caratteristica (vedi fig. 7) corrispondono rispettivamente al passaggio del primo e del secondo transistor dalla zona di interdizione a quella attiva. Il punto B' si viene quindi a trovare praticamente sull'asse delle ordinate mentre l'ascissa del punto C' esprime la corrente di base del primo transistor cui corrisponde, mentre essa diminuisce, l'entrata in conduzione del secondo transistor.

La caratteristica V = f (i) del circuito trigger, vista all'entrata del primo transistor si può dunque rappresentare come in fig. 7. Per ottenere quanto indicato nella fig. 6 occorre traslare la caratteristica in senso verticale. Per far ciò si dispone in serie alla base un generatore di tensione di ampiezza V_o. La sua resistenza interna non deve essere mai maggiore della differenza tra il valore assoluto della resistenza negativa del trigger $(y_1 - y_2)/(x_2 - x_1)$ e la resistenza R_q del generatore pilota. Essendo quest'ultima praticamente nulla (frazioni di Ω), la resistenza addizionale R_o può variare entro limiti molto ampi.

La caratteristica risultante si ottiene pertanto sommando, a pari corrente, quella del generatore addizionale a quella del trigger.

Nel caso pratico la resistenza R_o è costituita da un partitore di tensione variabile che permette di regolare sia R_o che V_o in modo da variare a piacere entro larghi limiti il valore dell'ordinata positiva del punto C e quindi quello della corrente di picco per cui si verifica lo scatto del circuito di protezione.

Sig. VOLPE F. Roma

Preamplificatore microfonico

Sulla rivista abbiamo pubblicato numerosissimi schemi di piccoli pre-amplificatori microfonici quindi non possiamo rintracciare il tipo che le interessa se lei non ci fornisce dati più precisi.

Comunque per facilitare il suo compito pubblichiamo, nelle figure 1 e 2, due schemi di semplici preamplificatori che certamente riusciranno a soddisfare le sue esigenze.

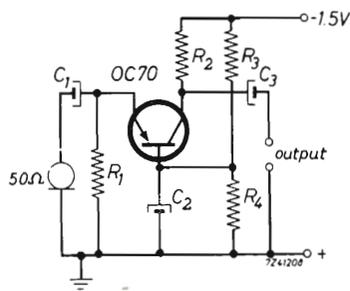



Fig. 1 - Schema elettrico di un preamplificatore.

Nello schema di figura 1 è impiegato un transistore del tipo OC70 montato con base a massa e con il segnale applicato all'emettitore. Allo scopo di non dare un potenziale positivo all'emettitore, facendo uso di una batteria separata, si dà alla base, tramite un partitore di tensione, un potenziale leggermente negativo rispetto a quello di emettitore. Il valore dei vari componenti è il seguente:

R1 = 330 Ω; R2 = 1.800 Ω; R3 = 39 kΩ; R4 = 10 kΩ; C1 = 8 μF; C2 = 8 μF; C3 = = 8 μF.

In figura 2 è invece rappresentato un interessante circuito nel quale è impiegato un moderno transistore ad effetto di campo del tipo Motorola MPF103, che può essere sostituito con altri aventi un maggiore guadagno come il tipo MPF104, MPF105 od altri di costruzione europea.

Il valore dei vari componenti è riportato direttamente sullo schema.

Le resistenze sono espresse in ohm e dovranno essere del tipo da 1/2 W. I condensatori, escluso l'elettrolitico sono del tipo a carta.

Il valore della resistenza R1 potrà essere leggermente modificato in modo da ottenere la massima amplificazione possibile.

Desiderando ottenere i migliori risultati la tensione fornita dalla batteria dovrebbe essere mantenuta ad un potenziale leggermente superiore ai 9 V.

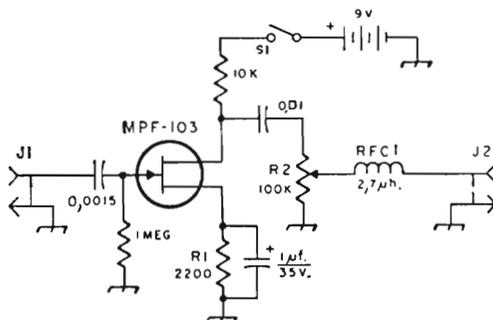



Fig. 2 - Schema elettrico di un interessante preamplificatore che usa un nuovo transistor ad effetto di campo.

Una vasta gamma di apparecchiature scientifiche e didattiche è stata presentata a Milano da una ditta Italiana; le apparecchiature vanno dai laboratori di lingua, alle teaching machines, ai registratori audio-video.

La Teaching machine, per esempio, ha lo scopo di presentare, individualmente, a un discente un qualsiasi argomento di una materia sotto forma di schede organizzate in opportune sequenze secondo i canoni dell' istruzione programmata.

Così all'allievo viene mostrata una scheda illustrante un concetto elementare e quindi viene sottoposto a risolvere un quesito la cui soluzione richiede l'aver capito il concetto stesso.

Sotto ad ogni quesito vengono date alcune soluzioni di cui soltanto una sarà quella esatta, mentre le altre sono appositamente errate.

L'allievo dovrà scegliere la risposta che riterrà esatta e premere il corrispondente tasto.

Se la risposta scelta è quella esatta la macchina passerà ad illustrare la scheda successiva che presenterà un nuovo concetto della materia da apprendere. Se la risposta scelta invece è errata, la macchina, automaticamente, presenterà all'allievo la scheda in cui gli viene dimostrato il perché della scelta errata.

In sostanza questa macchina può essere considerata un libro elettronico che non consente all'allievo di proseguire se non ha dimostrato di aver ritenuto i concetti illustrati.

SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

EDITORE:
J.C.E.

DIRETTORE RESPONSABILE:
ANTONIO MARIZZOLI

Direzione, Redazione,
Ufficio Pubblicità:
V.le Matteotti, 66
20092 - Cinisello Balsamo - Milano
Tel. n. 9281801

Amministrazione:
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano

Selezione di Tecnica Radio TV
N. 7 Luglio 1968
Rivista mensile
edita per la divulgazione
dell' elettronica,
della radio e della televisione

Autorizz. alla Pubbl.
Trib. di Milano n. 4261
dell'1-3-1957
Sped. in abb. postale gr. III/70
Stampa: S.Ti.E.M.
20097 - S. Donato Milanese

Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25
Tel. 6884251 - 20125 - Milano

Prezzo della Rivista L. 500,
numero arretrato L. 1.000

Abbonamento annuo L. 5.000,
per l'Estero L. 7.000.

I versamenti vanno indirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio-TV
Via Vincenzo Monti, 15
20123 - Milano.
C/C Postale 3/40678.

Per i cambi d'indirizzo indicare oltre naturalmente al nuovo anche l'indirizzo precedente ed allegare alla comunicazione l'importo di L. 300, anche in francobolli.

SOMMARIO INSERZIONI

TARIFFE ESTERE

ARGENTINA	Pesos 135
AUSTRALIA	Sh. 12.10
BRASILE	Crs. 1.200
CANADA	$ Can. 1.20
CILE	Esc. 1.35
EGITTO	Leg. 0/420
ETIOPIA	$ Et. 2.35
GIAPPONE	Yen. 346.80
ISRAELE	L. I. 3.30
LIBIA	L. Lib. 0/345
PARAGUAY	Guar. 120
PERU'	Sol. 42.85
SUD-AFRICA	R. 0.80
TURCHIA	L. T. 8.70
URUGUAY	Pesos 10.45
U.S.A.	$ 1.60
VENEZUELA	Bs. 6.60

(Application Report - March 1966 - G. M. Riva)

PREAMPLIFICATORE CON TRANSISTOR *BFX82*

BASSA FREQUENZA

Questa relazione descrive un preamplificatore a basso rumore, che usa un transistor a effetto di campo nello stadio d'ingresso ed è adatto per applicazioni nel campo della strumentazione.

Descrizione generale

In molte applicazioni il rumore del preamplificatore deve essere tenuto il più basso possibile, e si richiede un'alta impedenza d'ingresso, bassa impedenza d'uscita ed una larghezza di banda che vada da pochi Hz a 1 MHz.

Queste esigenze possono essere soddisfatte da un circuito abbastanza semplice, facente uso del FET a canale P BFX82, il quale ha una tensione di rumore riferita all'entrata assai bassa ($e_n = 9nV/\sqrt{Hz}$, $f = 1$ kHz) e un'alta trasconduttanza ($g_m = 3500$ μmho).

Questa caratteristica è tipica dei FET e, a causa di ciò, essi sono particolarmente adatti per applicazioni in cui la resistenza della sorgente è superiore a qualche decina di kΩ.

Oltre a ciò, la corrente di rumore è molto bassa, pressoché trascurabile; per il BFX82, essa è circa pari a $6x10^{-3}$ $pA/\sqrt{Hz}$.

Occorre inoltre mettere in evidenza il fatto che il rumore « flicker » nei dispositivi ad effetto di campo è dovuto essenzialmente alla tensione e_n, laddove nei transistor è causato principalmente dalla corrente di rumore.

Nella progettazione, la scelta del punto di lavoro è semplificata dal fatto che le caratteristiche di rumore del FET sono:

a) approssimativamente costanti per una larga gamma di valori della corrente di derivatore (da 10 μA a 1 mA);

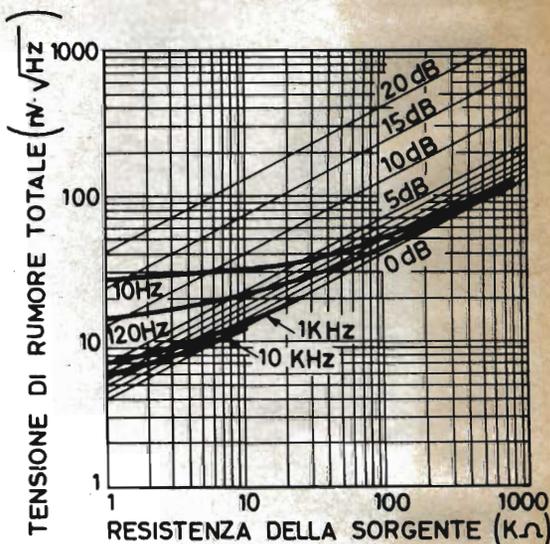



Fig. 1 - Rappresentazione della tensione di rumore totale in funzione della resistenza della sorgente per diversi valori di frequenza.

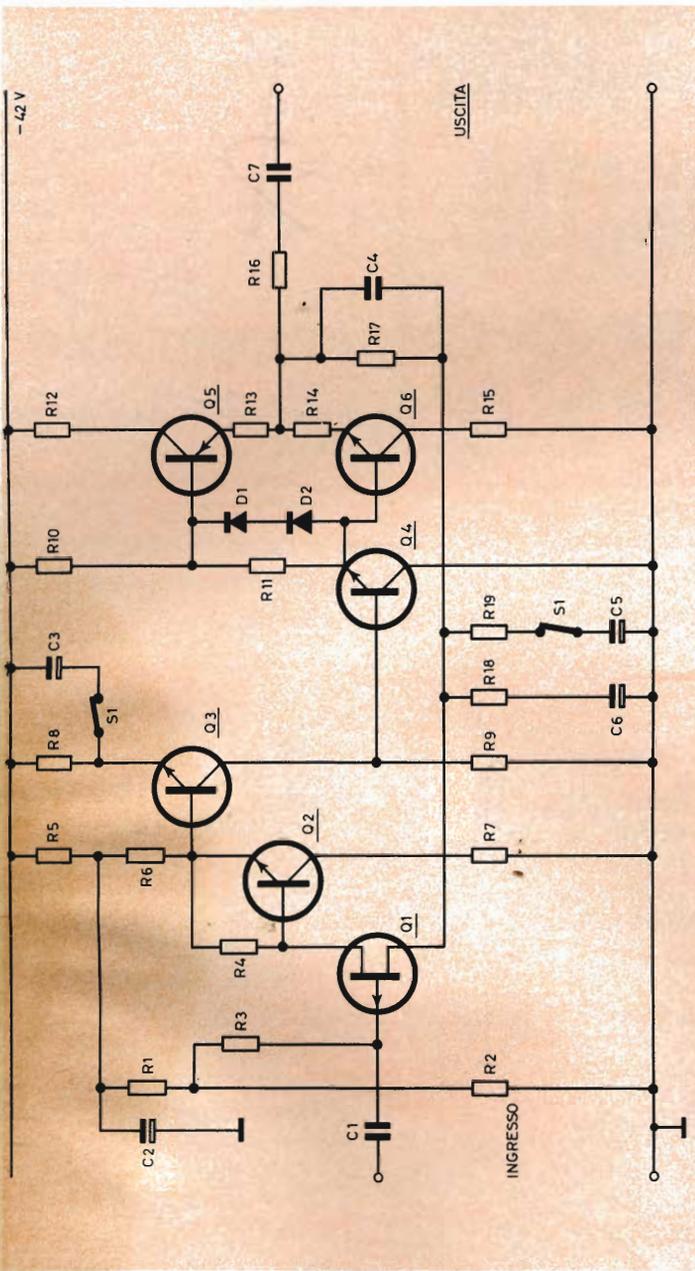



Fig. 2 - Schema elettrico del preamplificatore a larga banda e basso rumore.

COMPONENTI

La potenza dissipata e la tolleranza delle resistenze sono di ½ W ± 5% a meno che diversamente specificato

R1	11 kΩ	
R2	13 kΩ	
R3	10 MΩ	
R4	2 kΩ	
R5	300 Ω	
R6	910 Ω	
R7	5.1 kΩ	
R8	300 Ω	
R9	4.3 kΩ	
R10	680 Ω	1 W
R11	47 Ω	
R12	10 Ω	
R13	5 Ω	
R14	5 Ω	
R15	10 Ω	
R16	50 Ω	2 W
R17	9 kΩ	1%
R18	1 kΩ	1%
R19	100 Ω	1%

I valori dei condensatori sono in μF a meno che sia diversamente specificato

C1	0.1
C2	50/50 V
C3	100/19 V
C4	10 pF
C5	200/50 V
C6	20/50 V
C7	500/50 V

Q1	BFX82
Q2	BFY77
Q3	BFY77
Q4	BFY56
Q5	BFX38
Q6	BFY56

D1	BAY71
D2	BAY71

b) quasi indipendenti dalla tensione tra derivatore e sorgente V_{ds}.

La fig. 1 mostra la tensione di rumore totale (riferita all'ingresso ed espressa in nV/Hz) in funzione della resistenza della sorgente a frequenze di 10, 120, 1000 e 10000 Hz.

Le linee rette sul grafico rappresentano la cifra di rumore in dB.

un BFY56(Q4), disposto a collettore comune.

Lo stadio d'uscita comprende un transistor PNP BFX38(Q5) e uno NPN BFY56 (Q6), che operano in configurazione complementare simmetrica. Entrambi i transistor sono polarizzati per il funzionamento in classe AB.

Il livello della corrente di polarizzazione

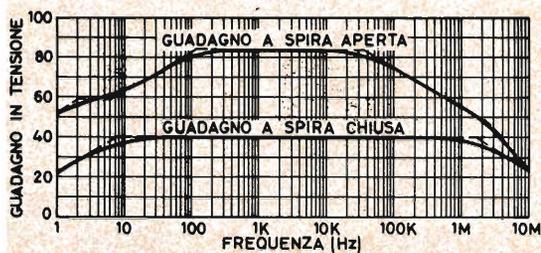
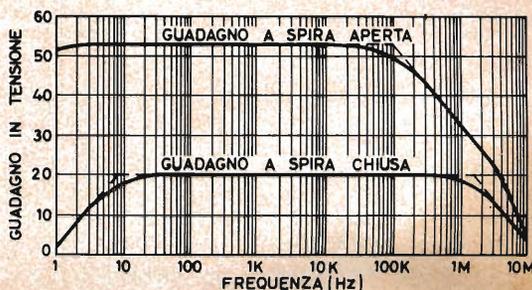



Fig. 3 - Guadagno in tensione a spira aperta e chiusa del preamplificatore con S_1 aperto (a) e chiuso (b).

Descrizione del circuito.

Il circuito del preamplificatore è dato in fig. 2.

Nel primo stadio il rumore è tenuto molto basso, e s'è ottenuta un'alta impedenza d'ingresso tramite il FET a canale P BFX82; segue uno stadio a collettore comune comprendente un transistor NPN ad alto guadagno in corrente, tipo BFY77 (Q2).

Per avere un guadagno in tensione di circa 38 dB nel primo stadio, viene usata una disposizione tipo bootstrap, applicata dal secondo stadio alla resistenza di carico del FET.

In questo modo il contributo al rumore degli stadi seguenti è trascurabile rispetto a quello dello stadio d'ingresso.

Una resistenza, R7, nel circuito di collettore di Q2 limita la dissipazione del transistor.

Il terzo stadio comprende un transistor BFY77(Q3), montato a emettitore comune, ed è seguito da uno stadio pilota con

I_q è stato fissato a circa 5 mA per ridurre l'assorbimento dalla sorgente di alimentazione.

A temperatura ambiente, I_q è determinata dalla resistenza R11 in parallelo ai diodi D1 e D2, e dalle resistenze R13 e 14 in serie agli emettitori dei transistor finali.

Le resistenze R13 e R14 forniscono inoltre una forma di stabilizzazione termica.

L'impedenza d'uscita intrinseca dell'amplificatore è essenzialmente uguale a zero, ma è portata a 50 Ω tramite la resistenza R16, connessa in serie con l'uscita.

Il preamplificatore descritto può funzionare fino a 60 °C di temperatura ambiente (valore massimo), può accettare una larga gamma di segnali di ingresso, ed è stato progettato in modo da sostenere un cortocircuito permanente attraverso la uscita.

La protezione ai transistor finali viene fornita dalla resistenza R16 montata in serie con l'uscita, e dalle due resistenze R12

e R15, aggiunte in serie con i collettori per limitare la dissipazione di potenza.

La potenza massima che può essere dissipata da ciascun transistor finale, ad una temperatura ambiente di 60 °C, usando un dissipatore di calore, è data da

$$P_D \text{ massima} = \frac{T_j \text{ massima} - T_a \text{ massima} \cdot \eta}{\Theta j - a} = 1{,}28 \text{ W}$$

con — $\eta = 2$

Il punto di lavoro dello stadio finale è stabilizzato con il 100 % di controreazione in CC, applicata dallo stadio d'uscita a quello d'entrata.

Il preamplificatore, pertanto, ha un guadagno in tensione CC pari all'unità. Perciò la tensione d'uscita è uguale a quella ottenuta presso il partitore della tensione d'entrata (R1 e R2), meno la V_{GS} del FET (valore tipico 3,5) e la caduta di tensione dovuta alla corrente di derivatore (valore tipico 2,25 V).

Per segnali in CA, il guadagno del preamplificatore può essere regolato per mezzo della rete di controreazione in CA comprendente R17, 18, 19, C4, 5 e 6.

Con l'interruttore S1 (fig. 2) aperto, il guadagno è pari a 40 dB; con S1 chiuso il guadagno è di 20 dB.

Prestazioni del circuito

Il preamplificatore descritto ha un'impedenza d'entrata intrinseca molto alta, caratteristica, questa, dovuta sia all'uso di un FET nel primo stadio, sia alla controreazione negativa « shuntata » dalla resistenza R3 da 10 MΩ.

Quando viene applicato un adatto circuito bootstrap in CA alla resistenza, è possibile ottenere un'impedenza d'ingresso di valore molto più elevato.

Le figg. 3a e 3b indicano il guadagno in tensione a spira aperta e chiusa del preamplificatore, quando S1 è rispettivamente aperto e chiuso.

I due grafici mostrano come l'incremento della controreazione assicuri una buona stabilità a spira chiusa, e come le frequenze di taglio inferiore e superiore siano determinate dai componenti del circuito di controreazione esterna.

Le frequenze di taglio sono uguali in entrambe le condizioni poichè R18xC6 = = R19xC5, e sono determinate dalle seguenti espressioni:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_{18} C_6} = 8 \text{ Hz}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_{17} C_4} = 1{,}77 \text{ MHz}$$

Le prestazioni del preamplificatore, per ciò che riguarda il rumore, sono pure abbastanza buone; la tensione di rumore riferita all'entrata è pari a 8 Veff. con l'ingresso cortocircuitato.

Quando il valore della resistenza della sorgente aumenta, il rumore totale riferito all'ingresso, tende a salire a causa del rumore termico intrinseco della sorgente.

La diminuzione della larghezza di banda, dovuta alla capacità d'ingresso del preamplificatore, mantiene l'aumento della tensione totale di rumore, riferita all'ingresso, entro un valore trascurabile (R_s = = 1 MΩ, e_t = 12 V).

Nella tavola 1 è presentato un sommario delle prestazioni di questo preamplificatore.

Tavola 1

Tensione d'alimentazione	42 V
Corrente d'alimentazione	40 mA
Resistenza d'ingresso	10 MΩ
Capacità d'ingresso	6 pF
Tensione di rumore riferita all'ingresso	8 μV
Impedenza d'uscita	50 Ω
Variazione massima delle tensioni d'uscita	
$R_L \geq 5$ kΩ	10 Veff
$R_L = 50$ Ω	5 Veff
Guadagno in tensione a spira chiusa	
S1 aperto	40 dB
S1 chiuso	20 dB
Larghezza di banda (— 2 dB)	da 10 Hz a 1 MHz
Tempo di salita (R_L = 50 Ω, V_o = da 0 a ± 5 V)	0,3 μs
Distorsione (R_L = 50 Ω, V_o = 2,5 Veff, f = 1 kHz)	1%

Conclusione

Questo preamplificatore può essere usato, per esempio, come adattatore d'impedenza o per aumentare la sensibilità di strumenti come voltmetri e oscilloscopi in sistemi di misura del rumore.

IL SUONO STEREOFONICO

REGISTRAZIONE

Riportiamo in questo articolo alcune note di principio riguardanti la registrazione e la riproduzione di un segnale stereofonico, in modo da chiarire il concetto di stereofonia, grazie anche alle figure che illustrano queste note. Ci occuperemo anche delle diverse caratteristiche dei vari microfoni che si possono usare per la registrazione e il loro modo di impiego.

É innanzitutto necessario ricordare che per poter essere in grado di giudicare la direzione dalla quale il suono proviene, bisogna usare entrambe le orecchie; le nostre orecchie non ci permettono di giudicare quanto siamo distanti dalla sorgente di un particolare suono. Grazie a questa dote perciò siamo in grado di captare alcuni suoni e concentrarci su di essi. Allo stesso tempo, non siamo in grado di capire se il suono che stiamo ascoltando, registrato su una singola traccia sonora, è stato registrato per mezzo di uno o più microfoni e se sia riprodotto attraverso uno o più altoparlanti. (fig.1).

Alcuni sostengono che la riproduzione stereofonica si può ottenere riproducendo i suoni bassi e i suoni acuti separatamente. In effetti riproducendo una traccia sonora attraverso degli altoparlanti separati per le note basse e le note acute, si possono ottenere suoni più naturali e perciò si ha l'impressione di avere una risposta migliore; questo è dovuto al fatto che gli acuti e la gamma centrale di frequenza vengono uditi come se provenissero da direzioni diverse, mentre i bassi essendo non direzionali, non sembrano provenire da una particolare direzione. Allo stesso tempo, assieme alla qualità migliorata del suono si può notare che un suono « soprano » è come se vagasse continuamente fra gli altoparlanti dei bassi e quello degli acuti. Siccome questo può essere molto fastidioso per l'ascoltatore, si sono studiati *alcuni* metodi per eliminare questo inconveniente.

Teoricamente il modo migliore per migliorare la qualità del suono è quello di registrare e riprodurre quest'ultimo stereofonicamente. La ragione principale di questo fatto va ricercata nel principio su cui si basa il nostro udito e sulla incapacità di giudicare la direzione del suono. Siccome le nostre orecchie ricevono diverse impressioni dello stesso suono, noi possiamo giudicare la direzione di quasi tutto ciò che ci circonda. La sordità, anche di un orecchio, non solo annulla questa capacità ma influenza anche la qualità o fedeltà vera e propria del nostro udito.

Per ottenere un ascolto binaurale è necessario impiegare due traccie sonore separate registrate attraverso microfoni adattati in modo da prendere il posto delle orecchie (fig.2), quando le due traccie vengono riprodotte simultaneamente

attraverso auricolari separati, quello che si sente è uguale alla impressione originale captata dai microfoni.

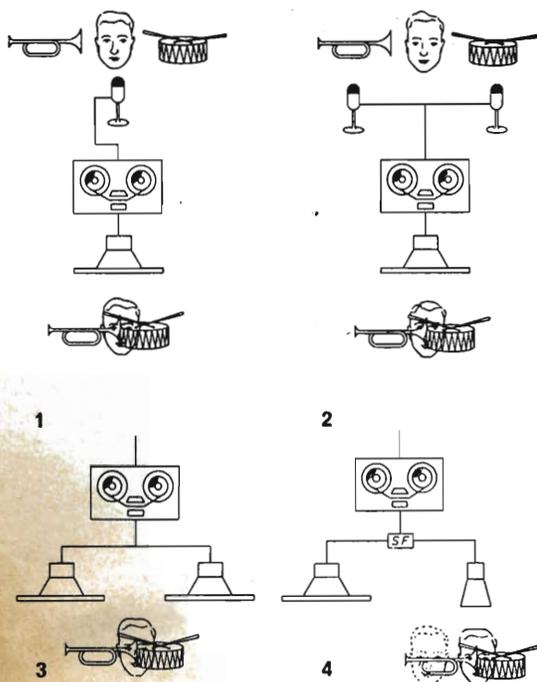



Fig. 1 - Esempi di collegamento di microfoni e altoparlanti che non producono un effetto stereofonico. Al punto 1 si può vedere un registratore monoaurale collegato a un microfono e a un altoparlante che in riproduzione non produce un effetto stereofonico. Al punto 2, allo stesso registratore sono stati collegati due microfoni, ma non si ha nessun effetto stereofonico. Al punto 3, allo stesso registratore monofonico sono stati collegati due altoparlanti in parallelo che però non servono ad ottenere l'effetto stereofonico. Al punto 4 infine si è collegato un altoparlante per i toni bassi e uno per gli acuti ottenendo una riproduzione separata dei toni, ma non un effetto stereofonico. SF è il circuito cross-over.

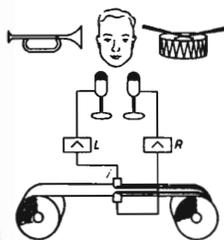



Fig. 2 - Due tracce sonore registrate per mezzo di due microfoni, due amplificatori e due testine magnetiche che costituiscono un registratore stereofonico. L = canale di sinistra, R = canale di destra.

Questo particolare sistema è uno dei metodi per riprodurre il suono stereofonicamente senza perdere l'effetto direzionale. Naturalmente gli auricolari non sono molto convenienti all'atto pratico; comunque, come è facile capire, impiegando due altoparlanti disposti in modo conveniente si può ottenere un netto aumento di qualità nel suono stereofonico (fig. 3). Per ottenere i migliori risultati è necessario trovare la disposizione che più si adatta alle condizioni particolari dell'abitazione, per mezzo di esperimenti.

Per ottenere una buona riproduzione del suono stereofonico si dovrebbe fare in modo che durante la riproduzione, il suono di un violino, di un pianoforte o la voce di un cantante venisse emessa dagli altoparlanti all'ascoltatore, nella stessa direzione in cui, in registrazione aveva raggiunto i microfoni stereofonici. Questo fenomeno è chiamato « localizzazione ». Un'altra caratteristica essenziale è l'effetto tridimensionale della riproduzione che dovrebbe essere il più vicino possibile al naturale.

Per assicurare una buona localizzazione e realizzazione è necessario porre una speciale attenzione alla qualità dei microfoni e degli altoparlanti impiegati, come pure alla loro disposizione.

È noto che differenze di corrente, ritardi di tempo e di fase della corrente alternata, generate nei microfoni, influenzano in maniera apprezzabile la riproduzione.

Quando il suono raggiunge il microfono di sinistra con una intensità maggiore di quella del microfono di destra, esso dovrebbe essere riprodotto molto più basso nell'altoparlante di sinistra che in quello di destra. L'ascoltatore percepisce il suono come se questo provenisse dalla direzione dalla quale egli lo percepirebbe se stesse dove sono posti i microfoni. Un altro fattore che ha una notevole influenza sulla qualità del suono che raggiunge le orecchie è la differenza nel tempo. Per esempio, se due impulsi sonori della stessa altezza raggiungono le orecchie da diverse direzioni, uno arriva qualche millesimo di secondo prima dell'altro; in questo modo il primo suono arrivato stabilisce la direzione dalla quale l'impressione completa del suono sembra provenire.

Questo è valido anche se l'ultimo impulso che arriva è il più forte dei due. Sebbene il secondo impulso poi intensifichi l'impressione sonora completa, la direzione di questo dipende dalla direzione dalla quale arriva il primo impulso.

Se le correnti C.A. generate nei due microfoni stereofonici sono in controfase, anche i due altoparlanti funzioneranno in controfase influenzando l'ascolto direzionale e dando un timbro poco piacevole al suono stereofonico. Per ottenere buone registrazioni stereofoniche, i i microfoni vengono messi in diversi modi fino ad ottenere il risultato migliore, questo dipende anche dalle proprietà acustiche dei vari microfoni. Ci occuperemo ora proprio dei tre diversi tipi di microfoni.

Microfoni con caratteristiche omnidirezionali

Due microfoni di questo tipo vengono posti a una certa distanza separatamente, con o senza un divisorio fra di essi (figg. 4 a, b, c), in modo da formare quello che viene chiamato di solito sistema A/B. Con il sistema riportato in fig. 4a, i due microfoni devono essere posti piuttosto lontani per soddisfare alla localizzazione richiesta; in ogni caso non si ottiene spesso una buona realizzazione con questo particolare arrangiamento.

Lo spazio fra i microfoni può essere ridotto in modo considerevole, aumentando allo stesso tempo le caratteristiche, mettendo un divisorio fra i due microfoni (fig. 4b); questo divisorio deve avere entrambi i lati ricoperti di materiale adatto ad assorbire i suoni. In alcuni casi i migliori risultati si ottengono impiegando per questo scopo una testa artificiale (fig. 4c). Comunque, siccome i microfoni con caratteristiche omnidirezionali lavorano a seconda della pressione sonora che ricevono, ne risulta che differenze di pressione nei due microfoni alle frequenze rela-

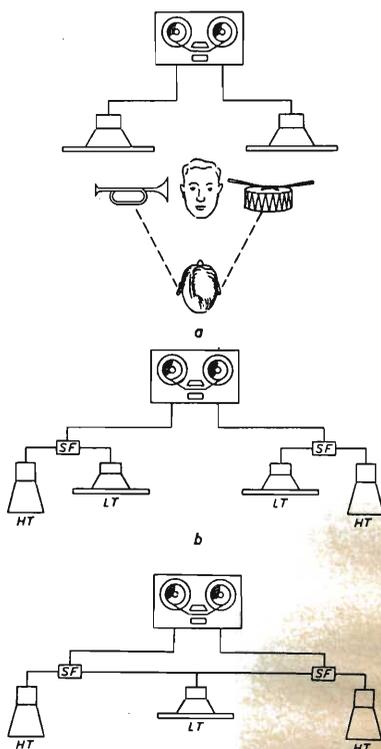



Fig. 3 - Al punto a, la registrazione stereofonica fatta secondo il metodo della fig. 2 viene riprodotta stereofonicamente attraverso due amplificatori e due altoparlanti. Al punto b, si sono sostituiti i semplici altoparlanti del punto a, con due altoparlanti per la riproduzione degli acuti e dei bassi. In questo modo si ha un aumento della qualità di riproduzione senza perdite dell'effetto stereofonico. Infine al punto c si è sostituito ai due altoparlanti dei toni bassi, un solo altoparlante senza riscontrare alcuna perdita di qualità in quanto le note basse non sono direzionali. SF = circuito cross-over; LT = altoparlante dei bassi; HT = altoparlante degli acuti.

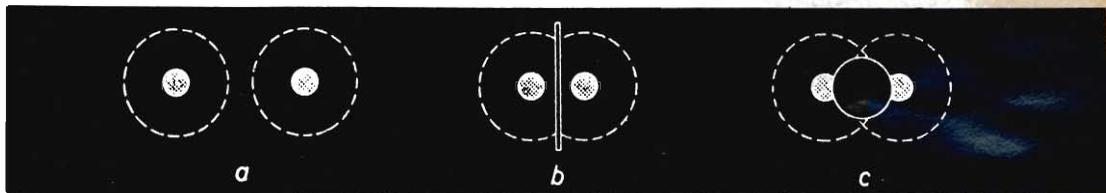



Fig. 4 - Sistema di microfono stereofonico comprendente due microfoni con caratteristiche omnidirezionali; a) due microfoni leggermente distanziati; b) due microfoni distanziati di 30 cm. separati da uno schermo acustico; c) due microfoni separati da una testa artificiale.

tivamente alte vengono attenuate grazie all'effetto di schermatura della testa artificiale, alla diminuzione della sensibilità tutto attorno ai microfoni con l'aumento dell'altezza del suono, e alle differenze del tempo di arrivo delle onde sonore.

Si è potuto constatare attraverso vari esperimenti che i microfoni direzionali si dovrebbero mettere fianco a fianco o uno immediatamente vicino all'altro; il secondo metodo è senza dubbio il migliore dei due.

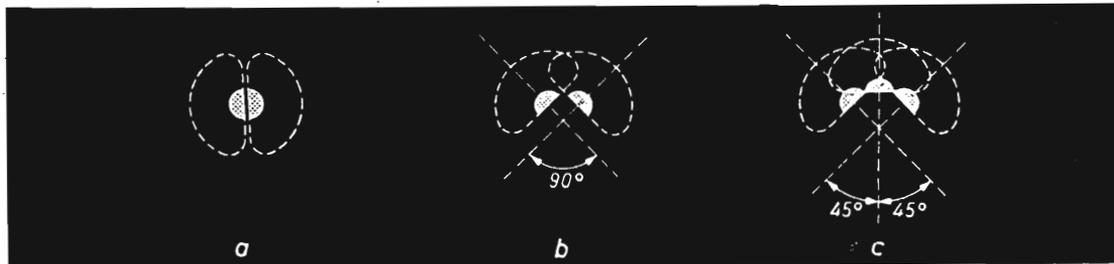



Fig. 5 - Sistema di microfoni stereofonici comprendente due microfoni a cardiode. a) a 180°; b) a 90°; c) tre microfoni a 45° l'uno con l'altro.

Nel caso in cui la lunghezza d'onda di un tono particolare è quattro volte il diametro della testa artificiale, i segnali rivelati dai microfoni sono in controfase e quindi l'effetto stereofonico viene annullato.

Sebbene dei risultati pratici possono tuttavia essere ottenuti disponendo dei microfoni più vicini, questo metodo non ha delle applicazioni dal punto di vista pratico.

Due microfoni con sensibilità unidirezionale.

Per ottenere i migliori risultati in stereofonia, è necessario impiegare dei microfoni aventi delle caratteristiche direzionali identiche e metterli vicini come permettono le varie circostanze.

Fig. 6 - Sistema di microfoni stereofonici formato da un microfono con caratteristica a otto e microfono con sensibilità unidirezionale da impiegare nelle registrazioni professionali.

L'angolo formato dagli assi della sensibilità di picco dei due microfoni può andare da 0° a 180°, dipendendo dall'angolo di rivelazione richiesto.

A zero gradi non si ha effetto stereofonico e i due microfoni funzionano in pratica come se fosse uno solo. Montando i microfoni su dei supporti girevoli è possibile ruotarli su qualsiasi angolo voluto, da 0° a 180°.

Per registrare il suono emesso da una grande orchestra è necessario che l'angolo fra i due microfoni sia abbastanza grande. In condizioni acustiche sfavorevoli, come nel caso di riflessioni dovute alle pareti, i migliori effetti stereofonici vengono ottenuti con un angolo di rivelazione piccolo. Verso le estremità della gamma sonora di frequenze, l'angolo di sensibilità della metà, sinistra e destra, dei microfoni stereofonici vicini, producono perciò nella regione fra i microfoni, una zona nella quale il suono alle frequenze alte è registrato solo debolmente o non è registrato del tutto. Dal punto di vista di tali frequenze, poi, c'è una specie di interruzione al centro della gamma sonora. Allo stesso tempo si deve tener presente che, con più piccolo sarà l'angolo di rivelazione dei microfoni, minore sarà l'interruzione alle alte frequenze (vedere fig. 5a, b).

Per questa ragione, fra le altre cose, un terzo microfono con la funzione di eliminare « l'interruzione degli alti » viene ag-

giunto alla coppia originale di microfoni nella registrazione stereofonica (vedere fig. 5c).

Due microfoni con caratteristiche direzionali diverse

In questo sistema vengono impiegati un microfono a cardioide e un microfono la cui caratteristica di sensibilità ha la forma di un otto. L'asse della sensibilità di picco del microfono a cardioide dovrebbe essere ad angolo retto rispetto alla caratteristica della sensibilità del microfono con figura ad otto. Con il sistema M/S, come viene chiamato il sistema di fig. 6, non c'è alcuna interruzione al centro della gamma sonora durante la riproduzione.

Allo stesso tempo, microfoni posti come nel sistema X/Y (fig. 5b) sono più adatti per l'impiego con registratori stereofonici da casa, in quanto sono meno costosi e di dimensioni minori. Per ragioni pratiche l'angolo di rivelazione deve essere di circa 90°, in quanto esso permette di registrare gamme sonore apprezzabilmente senza effetti di interruzioni.

Registratori stereofonici

I registratori stereofonici sono equipaggiati di due amplificatori per registrare e riprodurre i segnali captati dai due microfoni o emessi dal pick-up di un giradischi. Nel complesso vengono inoltre impiegate testine magnetiche doppie mentre due tracce sonore vengono registrate simultaneamente; queste ultime sono riprodotte attraverso due amplificatori separati e due sistemi di altoparlanti. Le due testine di cancellazione e di registrazione del registratore, ricevono corrente alternata e corrente di polarizzazione diretta da un singolo oscillatore di alta frequenza.

Generalmente il controllo dei due microfoni viene effettuato per mezzo di un potenziometro doppio comandato da una singola manopola in modo da mantenere i due canali sonori allo stesso volume; questa è una delle condizioni essenziali per avere una buona registrazione stereofonica.

Anche per quanto riguarda la regolazione del volume d'ascolto dei due amplificatori, si impiega di solito un potenziometro doppio comandato da una sola manopola; con questo sistema si mantengono entrambi i canali allo stesso volume di ascolto.

Un altro controllo possibile è quello di bilanciamento che serve a compensare le differenze di volume fra i canali sonori; il bilanciamento può essere regolato anche variando il volume di un amplificatore separato o di un ricevitore collegato al registratore.

RECENSIONE

L'ELABORATORE ELETTRONICO

Un libro che finalmente spiega in forma accessibile, pur rispettando il contenuto scientifico, che cosa è e come funziona nelle aziende l'elaboratore elettronico, è uscito per i tipi della Etas Kompass di Milano.

Ne è autore Mauro Langfelder, ingegnere elettronico, consulente di organizzazione aziendale e membro di Commissione del Consiglio Nazionale delle Ricerche.

Il volume si presenta in un periodo particolarmente favorevole, se si considera il crescente interesse delle aziende all'installazione dei sistemi elettronici per l'elaborazione rapida dei dati. Si calcola che entro quattro anni il numero dei sistemi in funzione sarà raddoppiato. D'altra parte, ciò risponde a una inderogabile necessità collegata al progresso tecnico. E' questo, perciò, il momento migliore per istruirsi, o per riordinare le proprie cognizioni sul problema di appassionante attualità, vigorosamente proiettato verso ampi sviluppi futuri.
Il libro soddisfa queste esigenze sia dal lato culturale sia da quello professionale. Il titolo esatto è: Scelta e Impiego dell'Elaboratore in Azienda. Prezzo L. 3.000.

Chi non lo trovasse nelle librerie, scriva a: Etas Kompass, Divisione Libri, Via Mantegna 6 - 20154 Milano.

a cura di L. Biancoli

PARTE SECONDA

Costruzione di un MILLIVOLTMETRO per la misura della DISTORSIONE ARMONICA

Dopo aver esposto nella prima parte di questo articolo i concetti relativi alla progettazione ed alla costruzione di questo utile strumento, ne descriviamo in questa seconda parte conclusiva le norme di messa a punto e di collaudo.

Messa a punto dello strumento

Per la messa a punto dello strumento, occorre fare una importante precisazione. Dal momento che esso si presta a due tipi diversi di impiego, occorre effettuare separatamente le due messe a punto. Inoltre, poiché l'impiego come millivoltmetro è il più importante, in quanto da esso deriva l'impiego come distorsiometro, si inizierà con la messa a punto sotto questo aspetto.

Messa a punto del millivoltmetro

Agli effetti dell'integrità del microamperometro durante la messa a punto, sarà bene predisporre il selettore delle portate sulla portata più elevata, corrispondente alla misura di una tensione massima di 200 volt, prima di eseguire qualsiasi manovra: ciò, per evitare che l'applicazione involontaria di un segnale di ingresso di ampiezza eccessiva possa far subire all'indice una violenta deflessione, che ne provocherebbe il deterioramento definitivo.

Una volta completato il cablaggio, si procede alla regolazione meccanica dello zero dello strumento. Successivamente, sempre tenendo il commutatore sulla portata più alta, ed il commutatore di funzione (CO1) in posizione tale da escludere i filtri selettori (ossia in posizione « millivoltmetro »), si mette lo strumento sotto tensione. Dopo qualche minuto necessario per la stabilizzazione delle tensioni e della temperatura interna, verificare che le tensioni si approssimino il più possibile a quelle qui sotto elencate:

TABELLA DELLE TENSIONI

VALVOLA	TENSIONE IN VOLT
V1 : catodo	64
placca	170
V2A: placca	51
V2B: catodo	51
placca	81
V3A: catodo	142
V3B: placca	135
PUNTO «X»	170
PUNTO «Y»	210

Una volta controllate le tensioni, si provvede a verificare i seguenti punti: in primo luogo, si controlli che — in assenza di qualsiasi collegamento alle prese di ingresso — l'indice del galvanometro rimanga perfettamente fermo sullo zero in qualsiasi portata. Si precisa però che sulla portata più bassa (10 millivolt fondo scala), l'indice subirà una leggera deflessione, indicando in tal modo il livello del rumore di fondo tipico dell'apparecchio. Questo livello deve tuttavia essere assai debole, ossia dell'ordine 0,2 millivolt, corrispondente ad una sola divisione del quadrante.

A questo punto, se si collega all'ingresso B un cavetto cortocircuitato, l'indice dello strumento deve ritornare esattamente allo zero, anche sulla gamma di 10 millivolt fondo scala. Se ciò non si verifica, il fenomeno denuncia evidentemente un errore nel cablaggio o un difetto di uno degli organi di rivelazione: ad esempio, ciò può denunciare una perdita di isolamento internamente al condensatore che accoppia l'amplificatore al ponte, uno sbilanciamento del collegamento a massa del circuito di accensione, un difetto internamente ad una valvola (un lieve cortocircuito tra il filamento ed il catodo) ecc.

Dopo che l'apparecchio è rimasto sotto tensione qualche minuto, e dopo aver riscontrato che tutto è normale, si può senz'altro procedere alla taratura.

Taratura del primo gruppo di portate da 10 mV a 2 V

Dopo aver predisposto il commutatore di funzione (CO1) sulla posizione corrispondente l'impiego come millivoltmetro, ossia sulla posizione illustrata nello schema, si applica all'ingresso B una tensione alternata di ampiezza corrispondente ad 1 volt, il cui valore sia stato accertato con l'aiuto di un altro voltmetro considerato come campione. Ciò fatto, si predispone il commutatore delle portate sulla posizione 2 volt fondo scala, e — agendo sul potenziometro P3, del valore di 10 ohm — si fa in modo che l'indice dello strumento si porti esattamente sulla posizione corrispondente alla lettura di 1 volt. Nella eventualità che non si riesca ad ottenere questo risultato, conviene modificare il valore della resistenza da 22 ohm (R27) presente in serie al potenziometro B1, portandone il valore stesso ad un valore compreso tra 10 e 30 ohm, a seconda delle necessità.

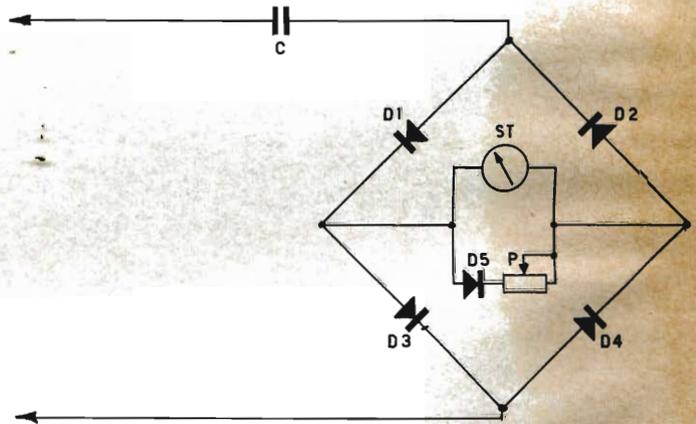
Successivamente si predispone il commutatore di portata sulla posizione corrispondente ad 1 volt fondo scala, controllando che — sempre con la stessa tensione applicata all'ingresso — l'indice dello strumento si porti esattamente sulla indicazione corrispondente, vale a dire alla estremità della scala. In caso contrario, l'inesattezza è dovuta ad una non linearità da parte dello strumento, che può essere corretta mediante l'aggiunta di una resistenza variabile e di un quinto diodo al circuito a ponte di cui fa parte lo strumento, secondo il metodo illustrato alla **figura 5.** In tal caso, infatti, in parallelo allo strumento viene aggiunto un diodo del tipo OA85, in serie ad un potenziometro da 20.000 ohm, la cui regolazione permetterà di portare l'indice esattamente alla posizione di 1 volt, durante l'esecuzione della seconda misura.

La linearità deve naturalmente essere controllata per tutta l'estensione della scala, applicando una tensione del valore di 0,2 volt nella gamma 0,2 volt fondo scala, e commutando successivamente sulle portate di 0,5 volt, di 1 volt, e di 2 volt. In ogni gamma, è necessario che l'indice si porti esattamente sul valore corispondente alal tensione di 0,2 volt. Dopo ciascuna correzione di linearità, sarà sempre necessario ritoccare il potenziometro di taratura P3.

Questa operazione è da considerarsi praticamente la fase più difficile della realizzazione dello strumento, in quanto difficilmente si riesce ad ottenere una linearità perfetta con gli accorgimenti descritti. In pratica, è invece assai probabile che si presenti la necessità di rifare il quadrante dello strumento, spostando leggermente le divisioni della scala soprattutto nella zona compresa tra 0 e 20 (si rammenti che il quadrante deve essere graduato da 0 a 100). In tal modo, è possibile eliminare la necessità d'impiego del diodo di correzione della linearità, e del potenziometro in serie di cui si è detto precedentemente.

Taratura del secondo gruppo di portate da 10 a 200 V

Questa taratura deve essere eseguita per confronto con un altro voltmetro considerato come campione, ed applicando il segnale d'ingresso alla presa contrassegnata A. Naturalmente, durante questa operazione di messa a punto bisognerà evitare nel modo più assoluto di alterare la posizione del potenziometro P3, ed evitare rigorosamente di intervenire agli effetti della correzione della linearità. La messa a punto viene qui fatta esclusivamente mediante la regolazione della resistenza R1, presente tra l'ingresso del segnale e la posizione del commutatore di portata corrispondente a 10 volt fondo scala. Di conseguenza, il valore di questa resistenza deve essere determinato per tentativi, tenendo presente che il suo valore è normalmente compreso tra un minimo di 900 ed un massimo di 1.500 ohm.

Fig. 5 - Esempio di realizzazione del circuito a ponte, con l'aggiunta di un diodo e di un potenziometro, per la correzione della linearità. A tale scopo, si è però riscontrata la maggiore convenienza di provvedere al rifacimento della scala graduata.

Se la messa appunto è regolare, si deve riscontrare la perfetta corrispondenza tra i due gruppi di gamme: in altre parole, una tensione di 2 volt misurata — ad esempio — nella portata di 2 volt fondo scala, deve portare l'indice sulla relativa posizione quando lo strumento viene predisposto per la misura di tensione di 10 volt fondo scala.

Messa a punto del distorsiometro

La parte del circuito riservata a questa funzione è costituita sostanzialmente dalle due bobine e dai condensatori che fanno parte del circuito di soppressione della fondamentale.

Non esiste alcuna difficoltà per quanto riguarda i valori capacitivi, ed è sufficiente scegliere dei condensatori di buona qualità prodotti in una unica serie, per ottenere valori sufficientemente accoppiati. Tuttavia, è possibile verificare e regolare i suddetti valori mediante un ponte RCL, sempre che questo sia disponibile. Agli effetti della realizzazione del prototipo descritto, i condensatori da 1 microfarad ed da 0,1 microfarad erano del tipo a carta, e quelli da 1,5 e da 10 nanofarad (pari a 10.000 picofarad) erano invece ceramici. In ogni caso, è bene attenersi a quanto precisato nell'elenco dei componenti.

Non è necessario imporre l'impiego di valori esatti per le frequenze di reiezione, in quanto esse dipendono dalla scelta delle bobine e dei condensatori. Le due bobine — come si è detto — possono essere delle semplici e comuni impedenze di filtraggio, e, per il buon funzionamento, ciò che conta è riuscire ad ottenere la sintonia su un certo gruppo di frequenze comprese nella gamma che interessa per scopi pratici.

In pratica, è sufficiente ottenere la sintonia su un gruppo di frequenze comprese da un minimo di 65 hertz e 18 chilohertz; tuttavia, nella maggior parte dei casi, ci si può accontentare di una gamma meno estesa, compresa cioè tra un minimo di 50 o 100 hertz ed un massimo di 1.500

hertz, con quattro frequenze principali, in modo da comprendere nel circuito una sola bobina anziché due, il che semplifica notevolmente la messa a punto.

In sostanza, la difficoltà della messa a punto consiste semplicemente nell'eliminazione del ronzio provocato dall'inevitabile accoppiamento tra il trasformatore di alimentazione e la bobina facente parte del filtro, contro il quale qualsiasi tipo di schermatura si è rivelata assai poco efficace. Per eliminare questo accoppiamento, conviene semplicemente trovare lo orientamento più adatto di ciascuna impedenza rispetto al trasformatore di alimentazione, in modo tale che gli avvolgimenti vengano ad essere in una posizione reciproca tale da evitare, o per lo meno da ridurre al minimo, l'accoppiamento induttivo. Questo orientamento deve naturalmente essere stabilito per tentativi, per cui, per la posizione delle due impedenze, è necessario prevedere uno spazio sufficiente a consentirne la rotazione per almeno 200 o 250 gradi. Una volta trovate le posizioni più opportune, si potrà provvedere a praticare nel telaio i buchi necessari, ed a fissarle definitivamente.

In effetti, questa operazione comporta una ulteriore difficoltà, in quanto la messa a punto deve essere eseguita con l'apparecchio inserito nel mobile metallico. Di conseguenza, occorrerà inserire il telaio nel mobiletto senza fissarlo con le viti, e trovare sperimentalmente le varie posizioni estraendo il telaio e spostando le impedenze di volta in volta, finché non si è trovata la posizione migliore.

Ciò fatto, sarà possibile fissare le impedenze.

Per rendere minime le difficoltà di questa messa a punto, è utile scegliere un trasformatore d'alimentazione a basse perdite induttive, e quindi con raggio di irradiazione ridotto, tenendo al massimo la distanza tra il trasformatore stesso e le bobine.

Le bobine del filtro di reiezione

Abbiamo già accennato genericamente al tipo di bobine che è possibile utilizzare per questo scopo, e qui di seguito riportiamo i dati costruttivi.

Il nucleo magnetico deve avere una sezione di 20 x 20 millimetri; lo spessore della bobina deve essere di 30 millimetri, il numero delle spire di 4.800, avvolte con conduttore di rame smaltato del diametro di 0,15 millimetri. La resistenza alla corrente continua è di 500 ohm, e l'intero avvolgimento è previsto per una corrente di 65 milliampère. I lamierini devono essere montati senza che vi sia traferro nella chiusura del circuito magnetico, per cui l'induttanza risulta compresa tra 30 e 35 henry.

Una bobina di questo tipo, abbinata ad un gioco di condensatori del valore di 1 microfarad, 10 nanonfarad ed 1,5 nanofarad, permette di eseguire misure di distorsione sulle frequenze prossime a 40 hertz, 150 hertz, 500 hertz e 1.500 hertz.

Se si desidera raggiungere anche frequenze superiori, è sufficiente utilizzare come secondo avvolgimento (Z2) una bobina identica alla precedente, ma priva del nucleo ferromagnetico. In tal caso, la sua combinazione con condensatori da 10 nanofarad (10.000 picofarad) e da 1,5 nanofard (1.500 picofarad), permette di disporre delle frequenze supplementari di 3.000 e di 9.000 hertz. Con quest'ultima bobina, l'impiego dei condensatori da 1 microfarad e da 0,1 microfard è sconsigliabile, in quanto l'attenuazione delle armoniche sarebbe eccessiva, e non consentirebbe letture attendibili, soprattutto nei confronti della capacità più elevata.

OSSERVAZIONI

Nel caso in cui si impiega la bobina di soppressione della frequenza fondamentale provvista di nucleo, il valore induttivo varia col variare della tensione ad essa applicata, a causa della variazione di dentità del flusso, dovuta al variare della corrente che la percorre, e — di conseguenza — col variare della tensione da analizzare. Per questo motivo, la frequenza tipica di soppressione da parte del filtro varia con il variare della suddetta tensione.

Ad esempio, se il filtro viene predisposto in modo da sopprimere un segnale di frequenza pari ad 800 hertz, la suddetta frequenza di sintonia può variare tra i va-

nel giradischi automatico PHILIPS GC 028 basta premere un tasto

- ☐ il motorino si mette in moto.
- ☐ il braccio si alza, tocca il bordo del disco e a seconda del diametro dispone il pick-up sul primo solco del disco.
- ☐ terminato il disco, il braccio si alza, ritorna nella posizione iniziale e il motorino si ferma.

L'ascolto del disco può essere interrotto in qualsiasi momento premendo di nuovo il pulsante.

DATI TECNICI
■ Velocità: 16-33-45-78 giri/min. ■ Testina: GP 306-GP 310 ■ Motore: asincrono ■ Potenza assorbita: 9 w ■ Tensione d'alimentazione: 110 - 127 - 220 V ■ Frequenza d'alimentazione: 50 Hz ■ Peso netto: 1,9 Kg. ■ Dimensioni: 328 x 236 x 88 mm.

PHILIPS s.p.a.
Sezione ELCOMA
P.zza IV Novembre, 3
20124 Milano
Tel. 6994

lori di 660 ed 840 hertz, per variazioni della tensione da analizzare comprese tra 0,2 ed 8 volt.

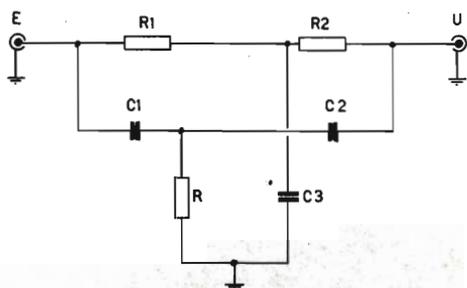



Fig. 6 - Circuito elettrico di un filtro del tipo denominato a « doppio T ». In questo caso tipico, R1 ed R2 hanno il medesimo valore, pari al doppio di quello di R3. C1 e C2 sono anch'essi eguali tra loro, e pari alla metà del valore di C3. Questo tipo di filtro è stato però scartato in quanto determina una eccessiva attenuazione delle armoniche, impedendo la misura voluta.

disposto per neutralizzare la frequenza di 50 hertz, con i seguenti valori:

$$R1 = R2 = 2 \times R3 = 140 \text{ kohm}$$

$$C1 = C2 = \frac{C3}{2} = 21{,}5 \text{ nF } (21.500 \text{ pF})$$

La frequenza di soppressione può essere calcolata in base alla seguente formula:

$$R1\,C1 = 1/2\pi f \quad \text{oppure} \quad R1\,C1 = 0{,}159/f$$

nelle quali f è espressa in hertz, R in ohm, e C in farad. Nella suddetta curva, possiamo rilevare che l'attenuazione è eccessiva nei confronti della quinta armonica, e lo è ancor più nei confronti della seconda, della terza, e della quarta.

La curva alla quale abbiamo fatto riferimento è rappresentata in tratteggio, per distinguerla nel modo più evidente da

Fig. 7 - Grafico illustrante la curva di responso dei due tipi di filtri descritti. La curva tratteggiata è riferita al tipo di filtro di cui alla figura 6, e denota la notevole attenuazione delle armoniche, rispetto alla frequenza soppressa di 50 hertz. La curva continua — invece — riferita al filtro di cui alla figura 3, usato nello strumento, è assai più acuta, e — rispetto alla frequenza di soppressione di 66 hertz — non attenua apprezzabilmente le armoniche.

Si può ritenere che l'inconveniente dell'induzione esercitata sulla bobina da parte del trasformatore di alimentazione potrebbe essere soppresso mediante l'impiego come circuito di reiezione di un filtro a doppio « T », consistente in componenti capacitivi e resistivi, secondo lo schema illustrato alla **figura 6**. Tuttavia, sfortunatamente, un filtro di questo genere comporta una eccessiva attenuazione della seconda armonica, ed anche nei confronti delle armoniche di ordine superiore.

La **figura 7** è appunto un grafico che illustra in linea tratteggiata la curva di responso di un filtro di questo genere, predisposto

quella in tratto continuo, sul medesimo grafico, riferita invece al filtro contenente l'impedenza Z, del tipo impiegato nello strumento descritto. In particolare, questa curva è riferita all'impiego di una bobina provvista di nucleo, abbinata a condensatori del valore di 1 microfard.

IMPIEGO DELLO STRUMENTO

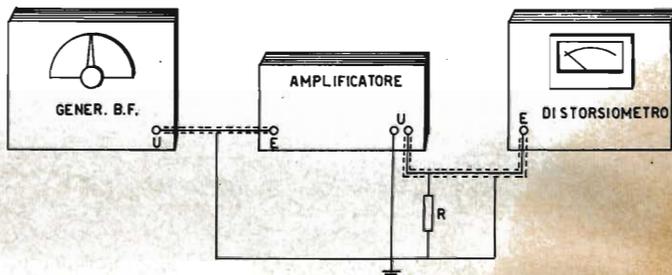
L'impiego dello strumento come millivoltmetro non implica ragguagli particolari, ad eccezione del fatto che occorre adottare le precauzioni indispensabili per mantenere l'integrità del milliamperometro: come già si è detto, prima di eseguire

qualsiasi intervento, il commutatore delle portate deve sempre trovarsi sulla portata più elevata del secondo gruppo.

L'impiego come millivoltmetro può essere utile in numerosissime applicazioni: a titolo di esempio, citeremo soltanto il rilevamento « punto per punto » della curva di responso alla frequenza da parte di un amplificatore, e della curva di responso da parte di filtri selettivi o di apparecchiature a Bassa Frequenza di qualsiasi tipo: le misure di guadagno da parte di stadi di amplificazione, le misure dirette di rumore di fondo, ecc.

golazione del livello di uscita, sia del generatore che dell'amplificatore sotto prova, devono essere a zero.

Una volta che le tre apparecchiature abbiano raggiunto la temperatura di regime, occorre leggere la tensione di uscita del segnale fornito dall'amplificatore, sempre tenendo a zero i potenziometri di regolazione dell'uscita, di cui si è detto. Naturalmente, dal momento che in assenza di segnale di ingresso ed in assenza di segnale di uscita da parte dell'amplificatore stesso, il segnale di uscita non può essere che una debole tensione costituen-

Fig 8 - Disposizione degli strumenti (generatore B.F., amplificatore sotto prova e distorsiometro), per la misura della distorsione. L'altoparlante deve essere sostituito da una resistenza di carico equivalente.

L'impiego dello strumento come distorsiometro è invece un po' più complesso, pre cui riteniamo opportuno descrivere brevemente le norme relative. Per chiarire nel modo migliore gli argomenti principali, ci serviremo dell'esempio classico della misura della distorsione provocata da un amplificatore di Bassa Frequenza, che fornisca un segnale di uscita dell'ampiezza di 1 volt, predisponendo gli strumenti nel modo illustrato alla **figura 8**, ed eseguendo i necessari collegamenti con cavetto schermato.

Come avviene in tutti i casi del genere, l'altoparlante viene staccato dal trasformatore di uscita, e viene sostituito con una semplice resistenza di carico equivalente. I due terminali della suddetta resistenza vengono collegati alla presa di ingresso del distorsiometro contrassegnata B allo schema di figura 2, e nella rappresentazione pratica di figura 1.

In primo luogo, occorre mettere tutti gli apparecchi sotto tensione, e predisporre il commutatore di funzione per l'impiego come millivoltmetro, con la portata di 1 volt fondo scala. I potenziometri per la re-

te la percentuale di ronzio, è assai probabile che il commutatore di portata del millivoltmetro debba essere regolato fino alla portata minima di 0,01 volt (10 millivolt fondo scala), per ottenere una indicazione apprezzabile.

Se questa tensione, che rappresenta il ronzio proprio dell'amplificatore, è maggiore di 2 millivolt, è opportuno provvedere alla sua eliminazione, inserendo tra la resistenza R e l'ingresso del distorsiometro un filtro a 50 hertz, del tipo precedentemente descritto. In quest'ultimo caso — tuttavia — occorre non effettuare le misure di distorsione nei confronti delle frequenze di 65, e di 250 hertz, in quanto tali misure verrebbero alterate dalla presenza del suddetto filtro, la cui frequenza è troppo prossima a quella del segnale usato per la misura, o ad un suo multiplo.

Scegliere quindi una frequenza di misura per mettere a punto le due manopole corrispondenti (scelta della bobina, e scelta del condensatore). Predisporre il generatore di Bassa Frequenza sulla posizione corrispondente a quella stessa frequenza, e manovrare i potenziometri del

generatore e di entrata dell'amplificatore, fino ad ottenere sul millivoltmetro la lettura di 1 volt.

Predisporre il commutatore di funzione sulla posizione corrispondente all'impiego come distorsiometro, e manovrare le manopole di regolazione del filtro (rispettivamente P1 e P2), in modo da portare l'indice dello strumento il più possibile in prossimità dello zero.

Ritoccare la frequenza del segnale prodotto dal generatore, in modo da ridurre ulteriormente l'indicazione fornita dallo strumento. Ripetere la regolazione del filtro, e compiere nuovamente l'intera operazione di regolazione descritta, più volte, fino a portare effettivamente al minimo possibile l'indicazione da parte dello strumento.

A questo punto, si può predisporre il comutatore delle portate sulla posizione corrispondente alla lettura di una tensione massima di 0,1 volt fondo scala, e ripetere ancora una volta le regolazioni di cui sopra. Ciò fatto, si può leggere la percentuale di distorsione, in quanto la gamma di 0,1 volt fondo scala corrisponde al 10% di distorsione per una deflessione completa dell'indice.

Se la distorsione fosse inferiore all'1%, si può predisporre il commutatore di portata sulla posizione 0,01 volt fondo scala, che — per la deflessione totale dell'indice — corrisponde ad una distorsione dell'1%.

Una volta ottenuto il valore di lettura, occorre correggere l'indicazione ottenuta per ricavare il vero e proprio fattore di distorsione; il totale, viene infatti fornito dalla somma degli elementi che qui sotto elenchiamo:

— Il valore in percentuale della distorsione del segnale fornito direttamente dal generatore:

— Il livello del rumore di fondo tipico del distorsiometro, espresso in millivolt:

— Il livello del rumore di fondo tipico dell'amplificatore, anch'esso espresso in millivolt.

Il totale degli ultimi due valori è costituito dalla tensione letta sullo strumento all'inizio della misura, quando cioè non veniva applicato all'amplificatore alcun segnale di ingresso: in altre parole, questo valore rappresenta la distorsione dovuta alla presenza del solo rumore di fondo.

La distorsione propria del generatore di Bassa Frequenza deve essere determinata una volta per tutte, ed è normalmente dello 0,2%.

Il rumore di fondo proprio del distorsiometro, nel caso della realizzazione descritta, è inferiore a 2 millivolt, e può — in certi casi — essere ridotto a 0,5 millivolt. Come abbiamo visto in precedenza, questo rumore di fondo proviene principalmente dall'accoppiamento tra il trasformatore di alimentazione e la bobina del filtro.

La correzione in tal modo apportata è ben lungi dall'essere matematicamente esatta, e non rappresenta che un valore approssimativo, sufficiente tuttavia nella maggior parte dei casi.

Nell'esempio che abbiamo scelto, dal momento che la tensione da analizzare presentava l'ampiezza di 1 volt, supponiamo di avere ottenuto la lettura di una distorsione corrispondente al 2%, pari cioè a 20 millivolt. Da ciò possiamo dedurre che il totale del livello del rumore di fondo equivale a 3 millivolt, per cui non restano che 17 millivolt, corrispondenti all'1,7%. Da questa cifra, dobbiamo ulteriormente detrarre la distorsione tipica e predeterminata dal generatore di Bassa Frequenza, che abbiamo presupposto essere pari allo 0,2%: non resta quindi che un totale dell'1,5% (ossia 15 millivolt). che costituisce la distorsione vera e propria dell'amplificatore sotto prova.

Normalmente, l'indicazione della percentuale di distorsione deve essere accompagnata da quella della frequenza e della potenza di uscita di riferimento: quest'ultima viene espresas mediante la formula:

$$P \text{ (in W)} = E^2/R$$

nella quale E rappresenta la tensione di base scelta per eseguire la misura, ed R la resistenza di carico applicata all'uscita

dell'amplificatore, in ohm. Il valore di E verrà scelto tra 0,5 e 5 volt, adatto cioè a valori di resistenza compresi tra 5 e 12 ohm.

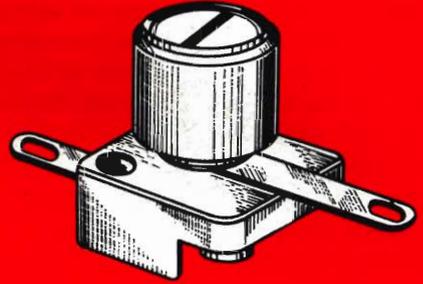
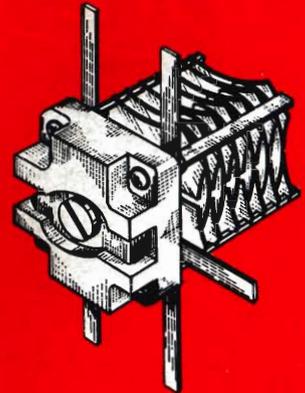
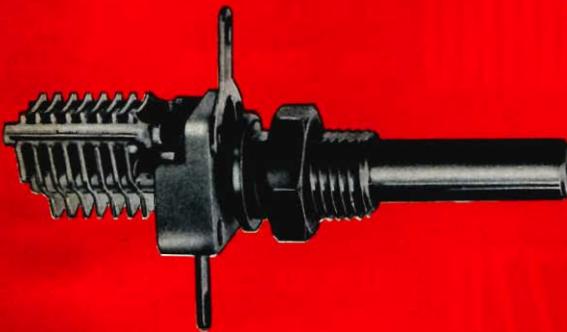
Identificazione delle armoniche

Questa ricerca può essere compiuta esclusivamente con esame mediante lo oscilloscopio della curva delle tensioni di uscita, dopo la soppressione della frequenza fondamentale. A tale scopo, è necessario collegare la presa C dello schema che di figura 2 all'ingresso verticale dell'oscilloscopio, portando al massimo la sensibilità verticale, come pure la sensibilità del distorsiometro, compatibilmente con la deflessione dell'indice dello strumento, vale a dire sulle portate di 0,01 o di 0,02 volt fondo scala. La frequenza della base tempi dell'oscilloscopio deve essere sincronizzata sulla frequenza della fondamentale. Se è necessario, inserire un filtro per la soppressione della frequenza di 50 hertz prima dell'ingresso verticale dell'oscilloscopio, per eliminare il ronzio.

Ciò fatto, mediante una semplice analisi della forma d'onda, è possibile stabilire di quale ordine siano le armoniche che costituiscono la percentuale di distorsione.

CONCLUSIONE

Come il lettore avrà certamente compreso, questo strumento non ha certamente la pretesa di funzionare come un vero e proprio distorsiometro professionale, munito di filtri selettori di ottava, di normale impiego nei laboratori specializzati. Tuttavia, una volta realizzato, esso è suscettibile di essere impiegato per compiere numerosi rilevamenti sugli amplificatori di Bassa Frequenza, tali da fornire indicazioni assai utili ed attendibili per la determinazione della qualità, nonché per la ricerca di eventuali guasti e di eventuali cause di distorsioni. In linea di massima — inoltre — questo strumento si presta in qualsiasi laboratorio, nel quale si provveda oltre che alla costruzione, anche alla riparazione ed alla messa a punto di apparecchiature di amplificazione a frequenza acustica, soprattutto nel campo dell'alta fedeltà.

CONDENSATORI
VARIABILI
MINIATURA
REGISTERED
TRADE MARK
Jackson
JACKSON BROS (London) Ltd. - KINGSWAY - WADDON CROYDON CR9 4DG (Inghilterra)

GLI ULTRASUONI E LA MISURA DEGLI SPESSORI

ELETTRONICA INDUSTRIALE

La misura degli spessori di materiali accessibili su una sola superficie è un problema che si pone giornalmente in numerose branche dell'industria. Il presente articolo si propone di esporre un procedimento che permette, in un gran numero di casi, di effettuare questa misura.

La misura degli spessori di pezzi piani non sembrerebbe porre difficoltà. Ciò non è sempre vero, come per esempio per il controllo di fogli di lamiera aventi qualche metro quadrato di superficie, dove il controllo continuo all'uscita del laminatoio non può essere effettuato coi metodi abituali.

I pezzi di forma complessa inoltre, benchè accessibili sulle due facce, non permettono sempre una facile misura con gli strumenti correntemente usati. Se il pezzo è piccolo può rivelarsi utile un micrometro, se le dimensioni sono importanti e se esso è montato su una macchina industriale, una misura diretta è impossibile e diviene indispensabile l'uso di comparatori. I tubi e la misura delle loro pareti, creano un altro problema che viene spesso posto ai tecnici.

L'utilizzazione di una pinza micrometrica a volte risolve il problema per la misura delle estremità, ma risulta inutile per lunghezze rilevanti ed ancora meno per pezzi montati.

Un problema che sorge subito è quello della misura di elementi curvi, serbatoi, spessori di separazione, chiglie di navi ecc..

Queste differenti misure non possono essere effettuate che con l'ausilio di uno speciale apparecchio come quello che qui descriveremo.

GLI ULTRASUONI

Gli ultrasuoni sono costituiti da vibrazioni che si propagano nei materiali (solidi, liquidi o gassosi) alla velocità del suono dal quale differiscono solamente per la frequenza molto più elevata e non percepibile dall'orecchio umano. Ricorderemo qui le proprietà degli ultrasuoni che hanno un rapporto diretto con la misura di spessori.

Esistono molteplici tipi di onde ultrasonore, a causa del diverso movimento di particelle materiali in rapporto alla direzione di propagazione dell'onda. La velocità di propagazione varia in ciascun tipo.

Solamente le onde longitudinali (o di compressione), che producono uno spostamento di particelle parallelo alla dire-

zione di propagazione, possono venire utilizzate per la misura di spessori.

Frequenza, periodo, lunghezza d'onda

La frequenza f rappresenta il numero di oscillazioni che subisce una particella materiale nell'unità di tempo:

— il periodo T rappresenta la durata di una oscillazione

$$T = \frac{1}{f}$$ espresso in secondi.

— La lunghezza d'onda λ rappresenta la distanza minima che separa in un dato istante due particelle che abbiano subito un medesimo spostamento.

$$\lambda = \frac{V}{f} = VT$$

Essendo V la velocità di propagazione del suono nel mezzo considerato (la tabella fornisce i valori di V per i materiali più usati).

Esempio: nell'acciaio per le onde longitudinali V = 5850 m/s, a una frequenza di 1 MHz corrispondente alla lunghezza d'onda λ = 5,85 mm.

Onda piana

Attraverso queste nozioni si può ora calcolare l'ampiezza di una onda piana

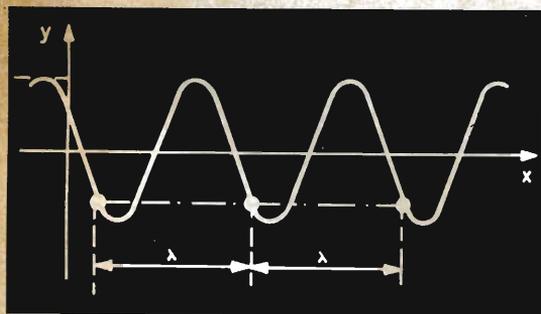



Fig. 1 - Propagazione di un'onda piana in un mezzo non assorbente.

che si propaga in un mezzo non assorbente secondo l'espressione:

$$y = a \operatorname{sen} 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{x}{\lambda}\right)$$ (figura 1)

Ciascun punto dell'ascissa x ripete periodicamente la medesima ampiezza, e tutti i punti a distanza λ sono in fase in un dato istante.

Assorbimento degli ultrasuoni

Tutti i mezzi elastici sono più o meno assorbenti. Per fare entrare questa nozione nell'espressione di una onda piana, l'ampiezza di cresta non è più considerata come una costante, ma a decrescita esponenziale in funzione della distanza:

$$a = a_0 e^{-\alpha x}$$

dove α è il coefficiente d'assorbimento, proporzionale al quadrato della frequenza.

Questo affievolimento degli ultrasuoni durante la loro propagazione introduce due conseguenze pratiche importanti:

1) scelta di una frequenza compatibile con la natura del materiale, lo spessore da misurare, la precisione desiderata.

2) limitazione dello spessore massimo misurabile per un dato materiale.

Esempi di materiali poco assorbenti; alluminio, acciaio. Materiali assorbenti: ghisa, plexiglas.

Trasmissione e riflessione

Ciascun'onda longitudinale arriva perpendicolarmente sulla superficie di separazione di due mezzi (fig. 2A), la riparti-

Materiali	V in m/s
acciaio	5.850
alluminio	6.260
rame	4.700
stagno	3.320
ottone	4.430
magnesio	5.770
nichel	5.630
plexiglas	2.670
piombo	2.160
porcellana	5.340
zinco	4.170
vetri crown	5.660
vetri flint	4.260
vetri pyrex	5.640
vetri quarzo	5.570

zione dell'energia è data dalle relazioni:
Energia incidente J_1

Energia riflessa $J_2 = J_1 \dfrac{4Z_1Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2}$

Energia trasmessa $J_3 = J_1 \dfrac{(Z_1 - Z_2)^2}{(Z_1 + Z_2)^2}$

— Se il materiale possiede un difetto interno, si può avere una inesattezza nella misura.

Metodo di misura degli spessori con ultrasuoni

Allorchè un breve treno di onde ultrasonore, viene emesso attraverso un ele-

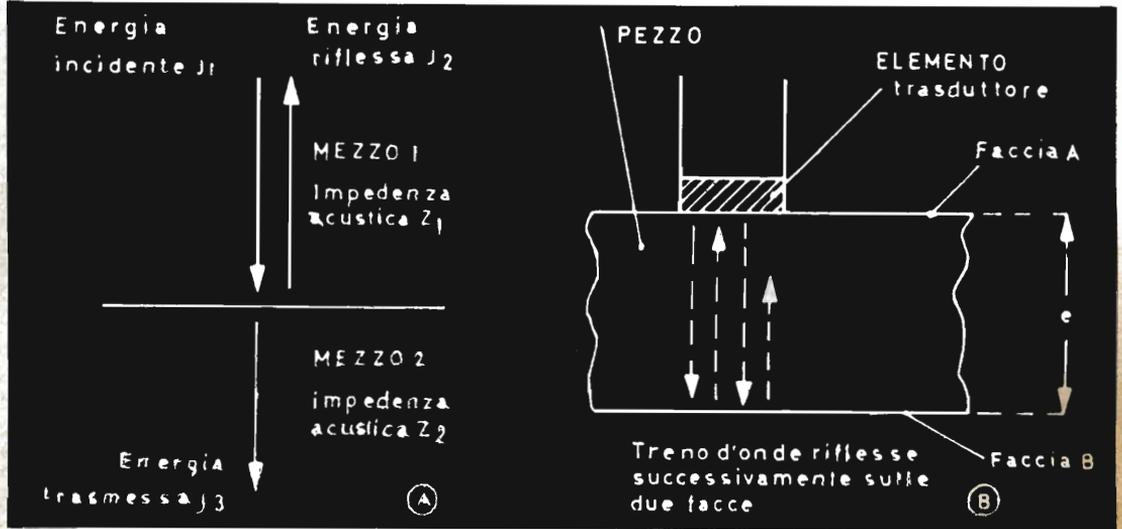



Fig. 2 - Ripartizione dell'energia di un'onda longitudinale che arriva sulla superficie di separazione di due mezzi (A). Riflessioni che subisce un breve treno di onde ultrasonore emesso da un elemento trasduttore in un mezzo di un certo spessore (B).

Z_1 e Z_2 sono le impedenze acustiche del primo e del secondo mezzo, definite da $Z = \varsigma V$ dove:

ς = densità del mezzo considerato

V = velocità di propagazione del suono nel mezzo considerato

Esempio:

Se il mezzo 1 è di acciaio e il mezzo 2 d'aria il 99,996% dell'energia sarà riflessa.

Ne derivano quindi queste conseguenze:

— Se un'onda, o dei treni di onde ultrasonore, sono emesse in un materiale, si avrà una riflessione sulla faccia opposta e la possibilità di conoscere il suo spessore (come vedremo in seguito).

— Se uno strato d'aria è interposto fra l'emettitore di ultrasuoni e il materiale di cui si vuole misurare lo spessore, non si potrà avere propagazione; per cui la misura sarà impossibile.

mento trasduttore (che trasforma l'energia elettrica in energia ultrasonora ed inversamente) in un mezzo di un certo spessore (vedi fig. 2B) esso subisce un certo numero di riflessioni successive.

— riflessione totale sulla faccia B;

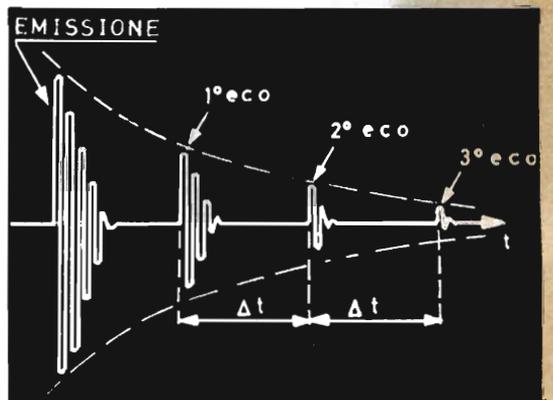



Fig. 3 - Aspetto dei segnali raccolti dal trasduttore.

— riflessione parziale sulla faccia A, una parte dell'energia ultrasonora ritorna nel trasduttore e si trasforma in un segnale elettrico.

— riflessione totale sulla faccia B del resto dell'energia ecc.

L'aspetto dei segnali raccolti sul trasduttore è rappresentato in fig. 3.

Si tratta di una successione di treni d'onde, nei quali l'ampiezza decresce esponenzialmente, separati da intervalli di tempo uguali e proporzionali allo spessore.

$\Delta t = \dfrac{2e}{V}$ V = velocità di propagazione delle onde longitudinali nel materiale

La misura di questi tempi, con una unità conveniente, permetterà la conoscenza diretta dello spessore.

Esistono dei limiti massimi e minimi di spessori misurabili con questo metodo.

Limite minimo di misura

Questo è determinato dalla lunghezza τ di differenti treni d'onde riflesse nel

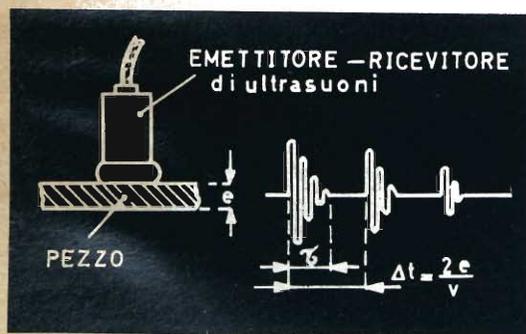



Fig. 4 - Metodo per stabilire il limite minimo di spessore misurabile.

pezzo da misurare (figura 4). Perchè la misura sia possibile è necessario che

$\tau < \dfrac{2e}{V}$. Per cui si può dire che per

ottenere la misura si deve rispettare la

seguente relazione: $e > \dfrac{\tau V}{2}$

Per esempio se si usano treni d'onde con frequenza di 15 MHz e, ammettendo che ogni treno sia costituito da tre oscillazioni, lo spessore minimo risulta dato da

$e > \dfrac{1}{2} \tau V$, ed essendo $\tau V = 3\lambda$ si

ha per l'acciaio:

$$e > \frac{1}{2} \cdot \frac{3}{15 \times 10^6} \cdot 5850 =$$

$$= 0{,}6 \times 10^{-3} \text{ m} = 0{,}6 \text{ mm}$$

Gli spessori controllabili con questo metodo saranno dunque superiori a 0,6 mm e, siccome gli eco devono essere distinti, o per meglio dire separati da un intervallo di tempo, sarà difficile poter misurare al disotto del millimetro.

Teoricamente è possibile utilizzare una frequenza ultrasonora più elevata, ma naturalmente occorrerebbe una apparecchiatura assai più complessa, e dal rendimento meno buono.

Limite massimo di misura

Questo è determinato dalla natura del materiale da controllare, ed è tanto più grande quanto minore è l'assorbimento di ultrasuoni da parte del materiale stesso, e quanto più basso è la frequenza ultrasonora.

Condizioni per il materiale da controllare

— Le due facce delle quali si vuole conoscere la distanza devono essere sufficientemente parallele (fig. 5A) poichè la riflessione in B ha luogo in direzione dell'elemento emittente. Nel caso della figura 5B la misura è impossibile.

— Il pezzo deve essere esente da difetti interni, dai quali la misura potrebbe essere turbata, e comunque corrispondere alla distanza del difetto dalla superficie (fig. 5C).

INDICAZIONE DELLA MISURA DELLO SPESSORE

Esistono molti metodi per dare questa indicazione partendo dai segnali ottenuti utilizzando il metodo degli echi di treni d'onde ultrasonore.

Indicazione con tubo catodico

Il metodo di indicazione più corrente è la visualizzazione su un tubo catodico degli echi ottenuti dalle riflessioni di treni ultrasonori sulla faccia posteriore del materiale (fig. 6).

Attraverso una verifica conveniente della velocità di spazzolamento e considerando l'intervallo fra due o più echi si ottiene l'indicazione dello spessore. La sua precisione è funzione della velocità di spazzolamento, ma dipende anche dall'osservazione della posizione dell'eco in rapporto alle graduazioni. Il vantaggio del tubo catodico è la visualizzazione degli echi e della loro ampiezza, il che facilita le regolazioni, il posizionamento dei rivelatori ed evita di misurare erroneamente nei casi di eco ottenuti per riflessioni su un difetto interno del materiale. Purtroppo questo metodo non permette un controllo automatico degli spessori.

Indicazione con strumento ad indice

In questo caso l'operatore non deve interpretare la figura ottenuta sul tubo catodico che può essere soppressa.

La precisione dell'indicazione è data dalla qualità di un microamperometro e dalla abilità dell'osservatore nello stabilire la posizione esatta dell'indice rispetto alla scala graduata.

Indicatori numerici

Per esprimere in cifre in modo diretto lo spessore misurato con gli ultrasuoni si usa il noto metodo del contatore numerico che presenta il grande vantaggio di non richiedere alcuna stima da parte dell'operatore, ciò in quanto la precisione è dovuta solamente all'apparecchio e quindi data dalle sue caratteristiche costruttive.

È fuori dubbio comunque che misurando lo spessore di un materiale che presenta un difetto interno, la misura può essere falsata.

A titolo informativo diremo che una ditta francese, ha brevettato un apparecchio che, attraverso un metodo originale, permette di eliminare questo inconveniente.

APPLICAZIONI

Misura dei pezzi di grandi dimensioni

La misura di pezzi di grandi dimensioni pone abitualmente dei grossi problemi, soprattutto durante la lavorazione. Se le superfici da controllare sono parallele o quasi, la misura con ultrasuoni è particolarmente indicata come lo è anche per tubi, chiglie di navi ecc.

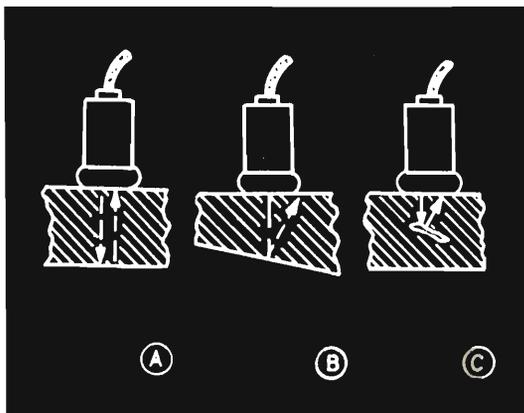



Fig. 5 - Come può presentarsi lo spessore che si vuole misurare: in A la misura è possibile, in B è impossibile ed in C risulta falsata.

Controllo automatico

Il controllo automatico va assumendo un'importanza sempre maggiore nell'industria in conseguenza dell'automazione delle moderne macchine di produzione. Il sistema di misura con ultrasuoni permette di realizzare appunto uno di questi

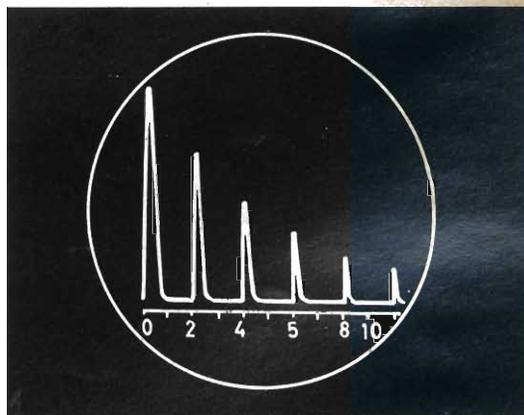



Fig. 6 - Esempio tipico di visualizzazione del segnale su tubo catodico; la scala graduata permette di valutare gli spessori.

controlli o le cui applicazioni sono molteplici.

— Controllo su una catena di produzione al fine di ottenere un materiale con spessore costante.

— Registrazione grafica, dello spessore e delle sue variazioni in un limite di tolleranza.

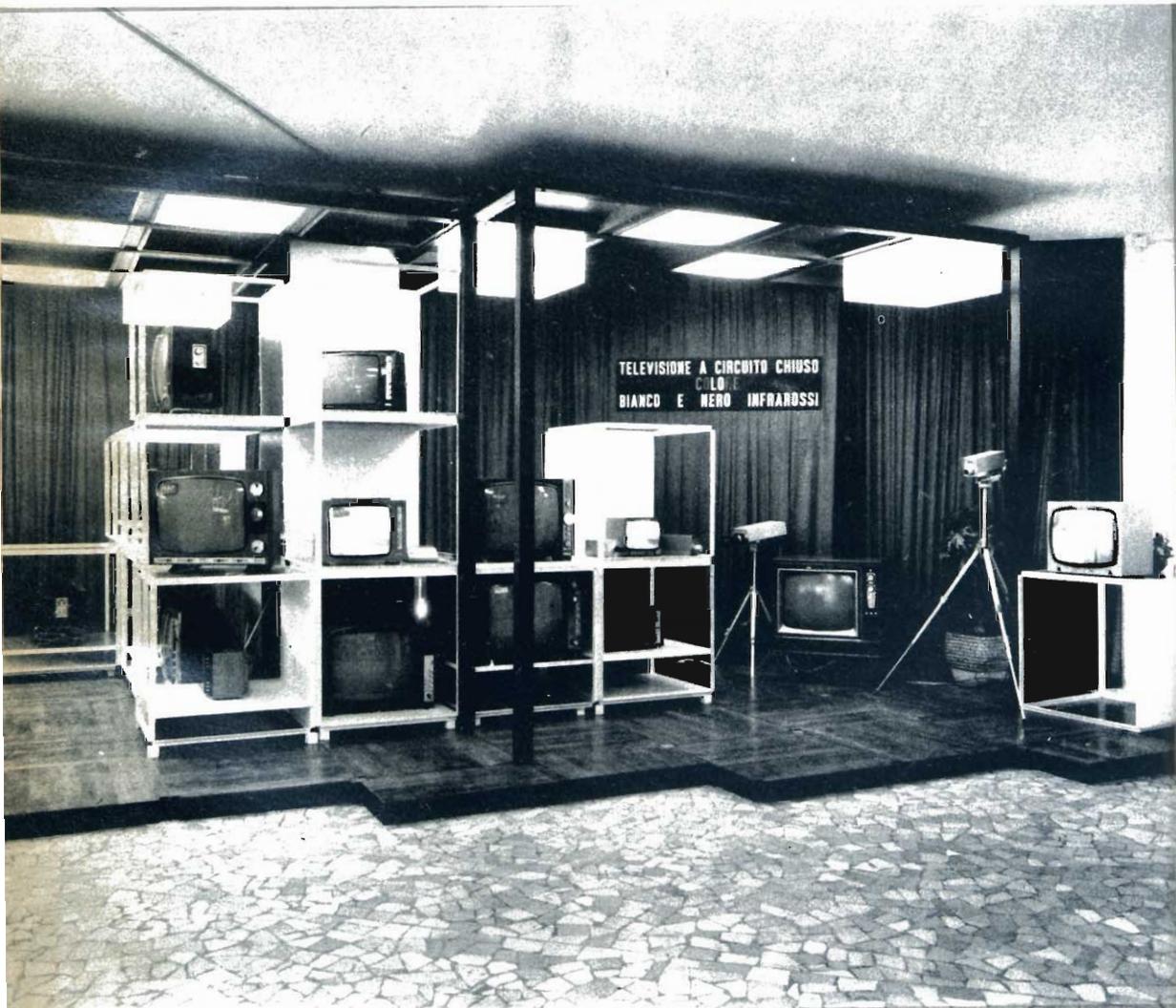
— Marcatura del materiale allorchè superi le tolleranze stabilite.

— Registrazione delle variazioni di velocità di propagazione degli ultrasuoni durante un ciclo termico per controllare le proprietà di un materiale.

Conclusione

Il metodo di misura con ultrasuoni può fornire numerosi vantaggi sia come controllo manuale che come controllo automatico.

Quest'ultimo impiego sarà sicuramente ed ulteriormente sviluppato in futuro, perché la qualità dei prodotti e la loro uniformità è e sarà uno dei primi obbiettivi dell'industria moderna.

(Da « Electronique Professionnelle » N. 1147)

Particolare dello Stand della G.B.C. Italiana alla 46ª Fiera Internazionale Campionaria di Milano. Nella foto notiamo l'impianto televisivo a colori, in circuito chiuso, che ha riscontrato notevole successo. La telecamera impiegata è completamente realizzata dalla G.B.C., la prima casa italiana costruttrice di tali impianti.

I RELE' A CORRENTE CONTINUA

ELETTRONICA INDUSTRIALE

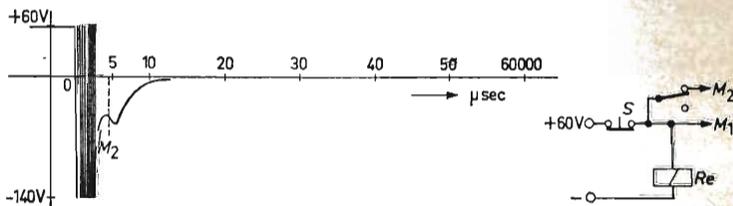
Continuiamo la nostra esposizione sui relè a corrente continua occupandoci questa volta del fenomeno di apertura di un relé da 15 kΩ, dopo esserci occupati sul numero scorso del fenomeno di chiusura. Ci occuperemo inoltre dei fenomeni di apertura e di chiusura di un relè in miniatura.

Lo schema utilizzato per la misura del fenomeno di apertura è riprodotto in fig. 1 a destra. Normalmente, il commutatore S è chiuso e tutta la tensione di alimentazione di 60 V viene ritrovata nel punto di misura M_1. All'apertura del commutatore S, si trova dunque nel punto di misura M_1 una variazione di tensione sulla bobina del relè: questa variazione è riprodotta in fig. 1 ed inizia al momento 0 in cui la tensione cade vicino a un valore di — 140 V, di modo che si abbia fra i contatti del commutatore S una tensione di 200 V.

con una frequenza molto alta, questo provoca dei rumori parassiti di alta frequenza.

Si può supporre noto il fatto che l'interruzione di corrente con una autoinduttanza produce un'alta tensione di induzione che può raggiungere diverse migliaia di volt, secondo la velocità alla quale la corrente è interrotta.

Come commutatore S è stato usato un microruttore avente un tempo di apertura molto rapido e in cui la tensione

Fig. 1 - Andamento della tensione sull'avvolgimento del relé durante l'apertura del relé con l'aiuto di un commutatore.

Si ha una formazione di scintille che durano circa 2000 μs. Durante questo periodo, la tensione oscilla molto velocemente fra + 60 e — 140 V, dunque

può diventare molto alta. Per 200 V circa, si produce quindi una scintilla fra i contatti di S e la tensione è così limitata. Durante la presenza della scin-

tilla, si forma un cortocircuito sul commutatore S, di modo che la tensione ritorna a + 60 V; la scintilla in seguito si spegne, la tensione può aumentare ecc.

E' sorprendente che nel momento in cui il contatto superiore (punto di misura M_2) è aperto, sia ancora leggermente più avanzato che in fig. 1, cioè di 3600 µs. Il modo migliore per spie-

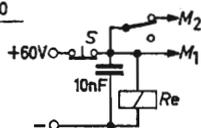



Fig. 2 - Stesso fenomeno della fig. 1 ma con un piccolo condensatore montato in parallelo sull'avvolgimento del relé.

Dopo circa 2000 µs, la scintilla cessa e la tensione sul relè può quindi raggiungere regolarmente 0 volt. Non si produce in questa curva un fenomeno oscillatorio provocato dal fatto che l'armatura si stacca dal nucleo e rimbalza. Così, l'au-

gare questo fenomeno è di supporre che in fig. 1, il relè sia ammortizzato in modo sovracritico, mentre in fig. 2, a causa della presenza del condensatore, lo smorzamento è meno forte per questo nuovo rapporto L-C.

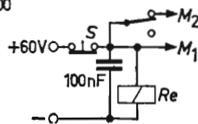



Fig. 3 - Come in fig. 1, ma con un condensatore più grande montato in parallelo sull'avvolgimento del relé.

toinduttanza varia, questo produce l'irregolarità dell'aumento della tensione. Anche dopo che i 5000 µs non sono trascorsi, inizia lo spostamento dell'armatura e di conseguenza l'apertura del contatto superiore (punto di misura M_2). E' evidente che è raccomandabile, nella maggior parte dei casi, di limitare al minimo i rumori parassiti provocati dall'apertura del relè. Una delle possibilità esistenti è quella di montare un condensatore in parallelo sull'avvolgimento del relè come nella fig. 2, a destra.

La variazione della tensione di apertura sulla bobina del relè, dunque sul condensatore da 10 µF è rappresentata in fig. 2; in essa si constata che la formazione di scintille è tenuta molto minore, ma non è ancora eliminata del tutto.

Con un condensatore di capacità più elevata, per esempio di 100 nF, montato in parallelo sul relè, come rappresentato in fig. 3, lo smorzamento del circuito L-C è ancora inferiore e noi constatiamo che si produce una vibrazione, poichè la scintilla è totalmente soppressa, perchè la tensione massima negativa non raggiunge più che — 85 V.

Il gomito della caratteristica verso la cresta inferiore è provocato di nuovo dalla messa in movimento dell'armatura, ma l'influenza è qui meno forte, per il fatto che una variazione di tensione si produce più difficilmente su un condensatore di valore elevato che su uno di valore piccolo o in sua assenza.

Noi vediamo che lo stacco dell'armatura dura circa 8000 µs dal momento zero all'apertura del commutatore. Il

tempo di stacco del relè è dunque ritardato in modo notevole dal condensatore da 100 nF.

Questo effetto è ancora più sensibile nel caso di fig. 1, ma da quando la tensione cadrà a 0 V o proprio al di sopra, il diodo diventerà conduttore; siccome la sua resistenza non sarà che di qualche centinaio di ohm, questa corrisponde

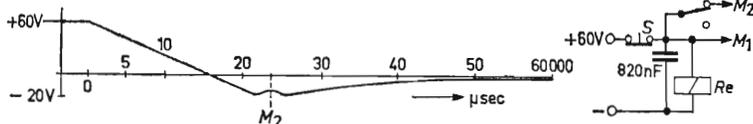
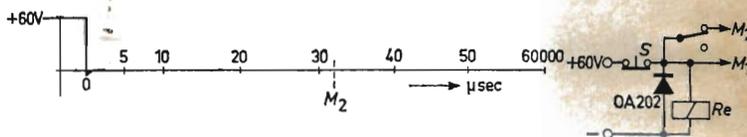
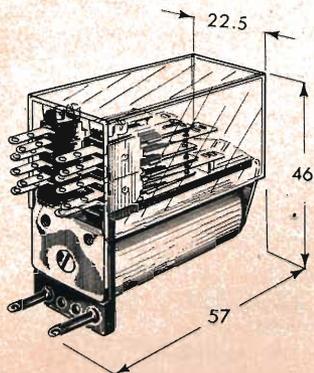
Fig. 4 - Come in fig. 1, ma con un condensatore molto grosso montato in parallelo sull'avvolgimento del relé.

quando si utilizza un condensatore da 820 nF come è rappresentato in fig. 4. Il condensatore montato in parallelo esercita un effetto ritardatore in modo che l'energia accumulata nel relè è consumata nella resistenza ohmica prima a un corto circuito completo, di modo che la tensione non può più cadere in seguito al di sotto di 0 V. L'energia accumulata si manifesta con una corrente che passa attraverso il diodo con lo stesso senso della corrente che passa attra-

Fig. 5 - Come in fig. 1, ma con un diodo al silicio montato in parallelo sull'avvolgimento del relé.

che una alternanza della frequenza propria sia passata. Non si tratta più quindi di vibrazioni, l'apertura del contatto superiore (punto di misura 2), sopravviene a 24.000 μs. La cresta negativa massima non è più di — 20 V. Per dei valori ancora superiori del condensatore, la curva di tensione si avvicina più di una funzione puramente esponenziale, come quando avviene la scarica di un condensatore in una resistenza pura.

Infine, la fig. 5 rappresenta l'effetto di un montaggio parallelo di un diodo al silicio di tipo OA 202. Quando il commutatore è chiuso, il diodo è bloccato e non esercita dunque alcuna influenza. Al momento della rottura del contatto, la tensione ai capi della bobina diventerà molto rapidamente negativa, come verso il relé prima dell'apertura del contatto.

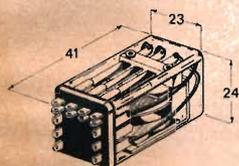
Questa corrente continuerà a circolare fino a che l'energia viene dissipata in calore, principalmente dalla resistenza propria di 15 kΩ; proprio in questo momento il relè scatterà, questo fenomeno si effettua come è rappresentato in fig. 5, dopo circa 32.000 μs.

Si constata che l'utilizzazione di un diodo presenta il vantaggio di una variazione di tensione molto semplice sul relè, ma che il ritardo prodotto al momento della chiusura è anche leggermente superiore a quello ottenuto dal montaggio parallelo di un condensatore di 820 nF. Quindi, le scintille di contatto del commutatore S sono qui eliminate del tutto.

Relé di media potenza « Kaco »

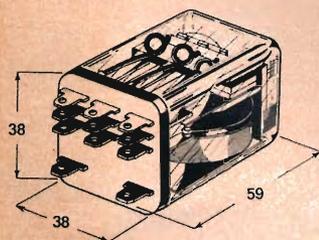
Terminali: a saldare
Fissaggio: con due viti 3 MA
Esecuzione: con calotta antipolvere
Contatti: argento-nichel
Tensione max tra i contatti: 110 Vcc - 250 Vca
Corrente max sui contatti: 6 A
Potenza di eccitazione: 4 scambi 180 mW - 6 scambi 380 mW

	N. originale	Contatti	Vcc	Ω
GR/0600-00	RD/25-4	4 scambi	110	5.430
GR/0610-00	RD/25-6	6 »	110	5.430

Relé « Amec » con attacco Faston

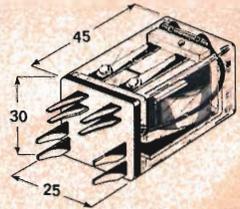
Esecuzione: con calotta antipolvere
Contatti: argento
Tensione max tra i contatti: 150 Vcc
Corrente max sui contatti: 1 A n.i.
Potenza di eccitazione: 0,4 W

	N. originale	Contatti	Tensione	Ω
GR/0650-00	MS 300006	3 scambi	6 Vcc	80
GR/0660-00	MS 300012	3 »	12 Vcc	270
GR/0670-00	MS 300024	3 »	24 Vcc	990
GR/0680-00	MS 309220	3 »	220 Vca	—

Relé « Amec » con attacco Faston

Esecuzione: con calotta antipolvere
Contatti: argento
Tensione max tra i contatti: 220 Vcc - 380 Vca
Corrente max sui contatti: 6 A n.i.
Potenza di eccitazione: 0,6 W

	N. originale	Contatti	Tensione	Ω
GR/0700-00	MD 340006	3 scambi	6 Vcc	50
GR/0710-00	MD 340012	3 »	12 Vcc	100
GR/0720-00	MD 340024	3 »	24 Vcc	390
GR/0730-00	MD 349220	3 »	220 Vca	—

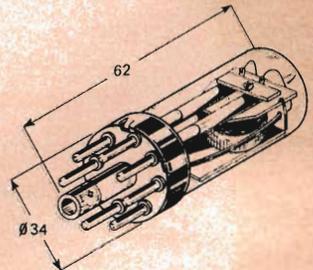
Relé « Amec » con attacco Faston

Fissaggio: due dadi ∅ 3 ISO
Esecuzione: con calotta antipolvere
Contatti: argento
Tensione max tra i contatti: 220 Vca
Corrente max sui contatti: 1 scambio = 6/10 A n.i.; 2 scambi = 3/5 A n.i.; 3 scambi = 3 A n.i.
Potenza di eccitazione: 0.5 W

Contatti	Tensione	Ω	N. originale	
1 scamb.	6 Vcc	90	MJ1 500006	**GR/0750-00**
2 »	6 Vcc	90	MJ2 510006	**GR/0760-00**
3 »	6 Vcc	90	MJ3 520006	**GR/0770-00**
1 »	12 Vcc	240	MJ1 500012	**GR/0780-00**
2 »	12 Vcc	240	MJ2 510012	**GR/0790-00**
3 »	12 Vcc	240	MJ3 520012	**GR/0800-00**
1 »	24 Vcc	1.000	MJ1 500024	**GR/0810-00**
2 »	24 Vcc	1.000	MJ2 510024	**GR/0820-00**
3 »	24 Vcc	1.000	MJ3 520024	**GR/0830-00**
1 »	220 Vca	—	MJ1 509220	**GR/0850-00**
2 »	220 Vca	—	MJ2 519220	**GR/0860-00**
3 »	220 Vca	—	MJ3 529220	**GR/0870-00**

Relé « Amec » con zoccolo octal

Esecuzione: con calotta antipolvere
Contatti: argento
Tensione max tra i contatti: 300 Vca
Corrente max sui contatti: 1 A n.i.
Potenza di eccitazione: 0,4 W

Contatti	Tensione	Ω	N. originale	
2 scambi	6 Vcc	90	MC2C280006	**GR/0900-00**
2 »	12 Vcc	240	MC2C280012	**GR/0910-00**
2 »	24 Vcc	1.000	MC2C280024	**GR/0920-00**
2 »	220 Vca	—	MC2C289220	**GR/0930-00**

Tipo per Thyratron Z 805 U 2.700 Ω **GR/0950-00**

Per concludere, ricordiamo la differenza fra un diodo e un condensatore alla chiusura; per un condensatore questo dovrà così essere caricato se il contatto di lavoro è chiuso, ciò che dà un punto più elevato di corrente nel contatto di lavoro o di ritardo quando l'armatura è attivata. Al contrario, per un diodo che resta bloccato per questo senso di corrente, si può completamente trascurare l'influenza di questo.

La chiusura di un relè miniatura

La fig. 6 rappresenta la variazione di corrente in chiusura di un relè miniatura di 300 Ω di resistenza. La figura è la stessa della fig. 11 ma i tempi sono fortemente abbreviati perchè l'autoinduttanza è più bassa, come pure la massa che deve essere spostata. Il momento di rottura del contatto inferiore è rappresentato dal punto di misura M_3 e cade dunque 4000 µs dopo la messa in circuito; inoltre si può vedere in fig. 6b che il contatto superiore è chiuso dopo 7200 µs e che si produce la stessa vibrazione della molla di contatto dell'altro relè.

Fig. 6 - Fenomeno di chiusura di un relè miniatura di 300 Ω di resistenza. a) andamento della corrente in chiusura; b) i periodi di contatto di un contatto di lavoro e di un contatto di rottura.

Fig. 7 - Il fenomeno di apertura di un relè miniatura e l'andamento della tensione su un relè durante l'apertura per mezzo di un commutatore.

Fig. 8 - Come in fig. 7 ma con montaggio in parallelo di un condensatore di valore poco elevato.

Il fenomeno di apertura in un relè miniatura

La fig. 7 rappresenta la variazione di tensione ai capi della bobina al momento dell'apertura di un relè chiuso.

Il montaggio è riprodotto a destra della fig. 7, questa mostra che il relè viene attirato quando si applicano 12 V e sul punto di misura M_1 si può misurare la variazione di tensione sulla bobina al momento della chiusura del commutatore S.

Questa variazione è rappresentata in fig. 7; in essa si può vedere che al momento zero la tensione diventa molto rapidamente negativa fino a un valore di — 168 V circa. Questa non è quindi più sufficiente per provocare la formazione di scintille sul commutatore utilizzato e il picco di tensione cade molto rapidamente, di modo che quando l'armatura comincia a muoversi, la tensione ritorna periodicamente verso zero. Noi ritroviamo qui una piccola oscillazione della tensione provocata dal movimento della armatura, da questo risulta dopo 1400 μs l'apertura del contatto superiore (punto di misura M_2). Dopo circa 2000 μs, il contatto inferiore è chiuso, ma come abbiamo già notato, si tratta qui di un contatto vibrante che può essere studiato al punto di misura M_3.

In confronto con la fig. 1, vediamo che lo stacco del relè miniatura è molto più rapido del relé da 15 kΩ.

La fig. 8 rappresenta il fenomeno di apertura quando si utilizza un condensatore da 100 nF, noi vediamo di nuovo lo stesso fenomeno, con un picco di tensione negativo molto più basso (— 28 V), un gomito quando l'armatura è rilasciata, l'apertura del contatto superiore 1500 μs dopo l'apertura, di modo che il tempo di stacco non è più ritardato dal condensatore. La fig. 9 rappresenta un'identica evoluzione ma con un condensatore da 820 nF, il tempo di stacco del relè passa a 2200 μs.

Infine in fig. 10, vediamo il fenomeno di apertura quando si utilizza il diodo al silicio OA 202; di nuovo abbiamo qui una caduta rapida della tensione a 0 V, le variazioni di tensione spariranno in seguito.

Il momento in cui il contatto superiore è staccato viene così fortemente ritardato, cioè a circa 5200 μs. Tutti questi periodi restano quindi molto più bassi che per i relè con una resistenza maggiore di 15 kΩ.

Fig. 9 - Come in fig. 7, ma con montaggio in parallelo di un condensatore di valore elevato.

Fig. 10 - Come in fig. 7 ma con montaggio in parallelo di un diodo al silicio.

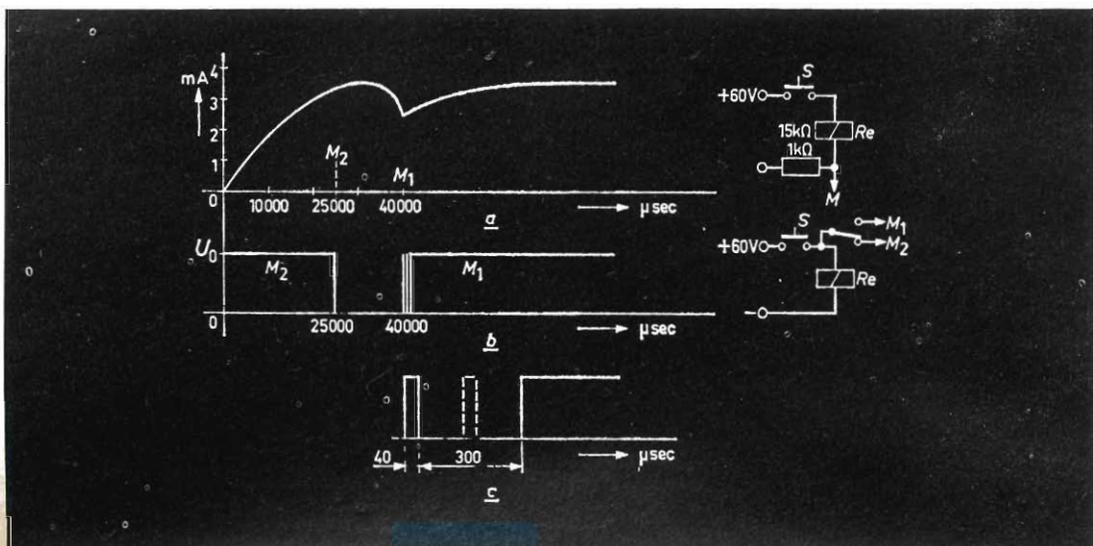



Fig. 11 - Il fenomeno di chiusura di un relé da 15 kΩ. a) andamento della corrente nell'avvolgimento durante la chiusura; b) il fenomeno di contatto per un contatto di lavoro e un contatto di rottura; c) come in b, ma rappresentato con la scala dei tempi maggiorata.

Vista dello Stand Hellesens, nota casa danese costruttrice di pile di ogni tipo, presente alla 46ª Fiera Internazionale Campionaria di Milano.

TVC semplificata

I Parte

TELEVISIONE A COLORI

Viene riassunto in una maniera molto concisa e chiara il sistema di trasmissione e di ricezione delle immagini a colori, naturalmente secondo il sistema PAL.

A pensarci bene anche un televisore in bianco e nero è una bella e complessa macchina elettronica. Figuriamoci un televisore a colori! Quello che noi diremo in questi due articoli vuole pertanto essere una spiegazione più semplice possibile del sistema PAL. Tale spiegazione non andrà oltre quello assolutamente indispensabile per comprendere lo schema a blocchi di un ricevitore PAL.

La prima domanda che ci faremo sarà questa: Quale sistema useremo per **analizzare** il colore di una scena e quale sistema dovremo usare per **riprodurre** il colore o i colori di quella scena? Per nostra fortuna, la risposta a questa domanda ci è già stata data da tempo dalla fotografia a colori, e noi la conosciamo molto bene. Qualsiasi colore può essere **analizzato** in termini delle sue componenti rispettivamente rossa, verde e blu e può a sua volta essere « ricostruito » sommando le componenti di luce rispettivamente rossa, verde e blu nelle stesse proporzioni in cui tali componenti erano contenute nell'originale. Ciò è illustrato nella maniera più semplice nella fig. 1.

In questo semplice sistema di riproduzione di immagini a colori, abbiamo tre telecamere puntate contemporaneamente sullo stesso oggetto. La telecamera con il filtro rosso **trasmette** solo la componente rossa dell'immagine, quella con il filtro verde, la componente verde e quella infine con il filtro blu trasmetterà solo la componente blu dell'immagine.

Il segnale di uscita di ciascuna telecamera pilota un tubo monitore. Il monitore che riceve il segnale della telecamera « rossa » ha un filtro rosso davanti al suo schermo ed una lente che mette a fuoco questa immagine « rossa » sulla superficie di uno schermo. La stessa cosa avviene per il monitore pilotato dalle telecamere del verde e del blu.

La sovrapposizione di queste tre immagini **monocromatiche** dà per risultato l'immagine ripresa con tutti i suoi colori. Il punto debole di questo sistema di riproduzione di immagini colorate è rappresentato dall'impossibilità di poter sovrapporre **punto per punto** tutta l'immagine per il semplice fatto che queste tre immagini provengono da tre differenti punti di proiezione. Questo problema può essere risolto (per ciò che riguarda la ripresa) impiegando **un unico sistema ottico** seguito da specchi speciali che permettono

di inviare sul fotocatodo di tre tubi da ripresa sistemati nell'unica telecamera, le componenti rossa, verde e blu della scena da riprendere.

Dall'altro lato della catena di trasmissione c'è, come abbiamo visto il problema di principio. Un siffatto cinescopio è in grado quindi di riprodurre sul suo schermo tre immagini monocromatiche sovrapposte, di colore rosso, verde e blu, le cui intensità luminose possono essere variate mediante un segnale applicato tra griglia e catodo di ciascun cannone.

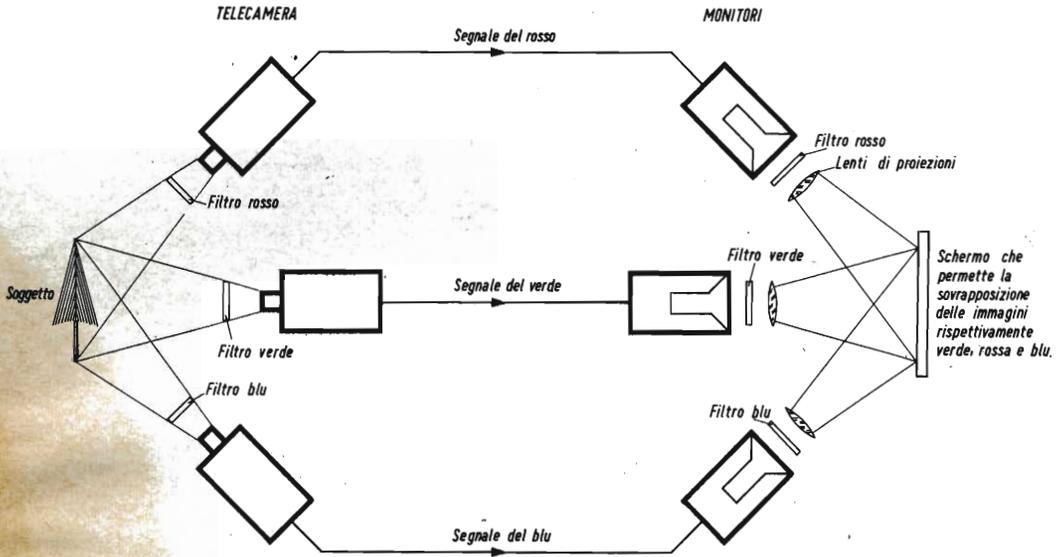



Fig. 1 - Sistema semplificato di trasmissione di immagini a colori.

di far sovrapporre punto su punto le tre immagini su un unico schermo.

Il problema può essere risolto depositando secondo un certo disegno, tre tipi differenti di « fosforo » sullo schermo di un tubo a raggi catodici e munendo questo tubo di tre differenti cannoni elettronici. Un tipo di fosforo (un puntino) colpito dagli elettroni emetterà luce rossa, l'altro tipo luce verde e l'altro tipo infine luce blu. Le cose sono messe in modo che nonostante tutti e tre i raggi di elettroni siano deflessi da un'unica coppia di bobine di deflessione, pure il raggio, supponiamo del cannone del rosso, andrà a colpire durante la scansione di tutto il quadro solo i puntini di fosforo rosso. La stessa cosa dicasi del raggio del verde e del blu. Ciò è possibile nel cinescopio a maschera, descritto a varie riprese in questa rivista, e di cui in fig. 2, riportiamo uno schema

A questo punto, possiamo, semplificare il sistema di trasmissione di immagini a colori e presentarlo come indicato in fig. 3.

Questo sistema di trasmissione sarebbe una « pacchia » per i tecnici del servizio se non presentasse due grossi inconvenienti.

Primo: richiede tre canali di trasmissione distinti e quindi una larghezza di banda tre volte quella impiegata attualmente per le trasmissioni in bianco e nero.

Secondo: un ricevitore B e N potrebbe ricevere solo un canale e quindi vedrebbe un'immagine con tonalità di grigi errate. Sarebbe come osservare una scena attraverso un filtro o rosso o verde o blu.

Il problema pertanto sarà quello di trovare un sistema che consenta di trasmettere le informazioni R (rosso) V (verde)

e B (blu) in maniera tale che un ricevitore TV-B e N possa dare una buona riproduzione in bianco e nero dell'immagine a colori senza distorsione dei toni dei grigi. Oltre a ciò, la banda impiegata per trasmettere le informazioni R, V e B non dovrà essere più larga di quella normalmente usata per la televisione in bianco e nero; ma nello stesso tempo un ricevitore TVC dovrà essere in grado di estrarre da questa banda le informazioni di colore R, V e B.

Un normale ricevitore TV-B e N può ricevere questo segnale e può riprodurre l'immagine in bianco e nero sullo schermo del suo cinescopio. Il motivo per cui del verde si prende il 59% mentre del blu si prende solo l'11% è una questione di fisiologia dell'occhio umano. L'occhio umano è infatti meno sensibile al blu che al verde. Un verde brillante appare all'occhio umano più luminoso di un blu pure brillante. Pertanto, quando viene ripreso un verde brillante avremo: V=1, R=B=0 e Y=0,59 (e cioè un grigio chiaro).

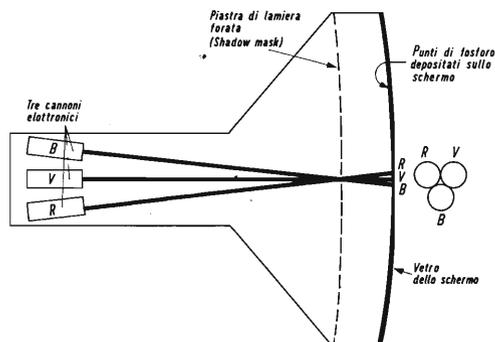



Fig. 2 a - Principio di funzionamento del cinescopio a maschera. I raggi convergono nei fori della maschera e divergono sullo schermo.

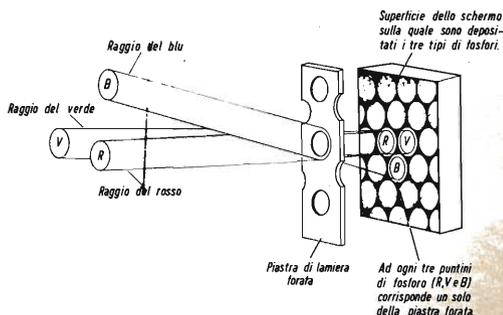



Fig. 2 b - Funzione della maschera.

Il segnale di luminanza

Il sistema usato per formare dai tre segnali R, V e B un **unico segnale in codice** è molto ingegnoso.

Per prima cosa si forma il segnale Y, sommando opportune proporzioni dei segnali R, V e B:

$$Y = 0{,}30\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B.$$

In questa equazione si suppone che il valore massimo che R può assumere è R = 1 mentre per il valore zero abbiamo ovviamente R = 0. La stessa supposizione vale per i segnali di uscita della telecamera V e B.

Sommando queste percentuali dei segnali dei colori primari si ottiene un segnale che rappresenta la « copia » in bianco e nero della scena.

Quando viene ripreso un blu brillante avremo: B = 1 e R = V = 0, e Y = 0,11 (e cioè un grigio più scuro del primo). Pertanto, formando il segnale Y nel modo indicato dalla precedente equazione, otterremo un'immagine in bianco e nero con tonalità di grigi accettabili per l'occhio.

I segnali differenza di colore

Il sistema di codifica illustrato fin qui è servito semplicemente a trasformare i segnali R, V e B nel segnale bianco e nero Y.

Ma come farà un ricevitore TVC a ricavare da questo segnale i primitivi segnali R, V e B?

Abbiamo visto che si è dovuto produrre il segnale Y per motivi di compatibilità. Occorrerà ora produrre degli altri segnali

indipedenti i quali combinati con il segnale Y mettano in grado il ricevitore TVC di ricavare da essi i segnali dei colori primari R, V e B. Questi segnali indipendenti sono due e sono:

$$(R - Y) \text{ e } (B - Y)$$

$$0{,}30\,R + 0{,}59\,V + 4{,}11\,B -$$
$$- Y\,(0{,}30 + 0{,}59 + 0{,}11)$$

semplificato in

$$0{,}30\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B - Y$$

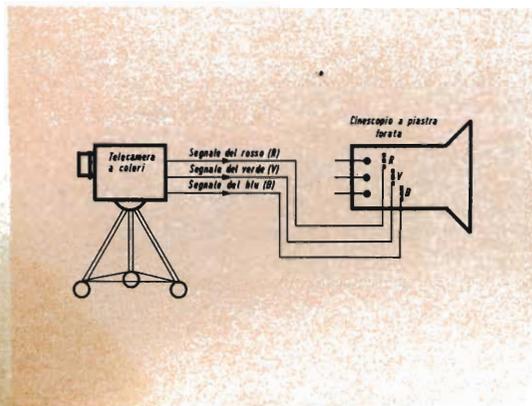



Fig. 3 - Semplificazione del sistema di trasmissione indicato di fig. 1.

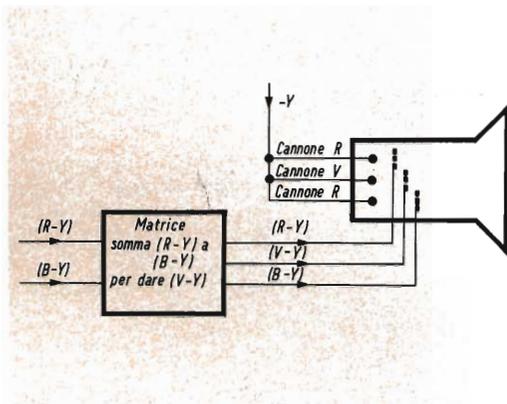



Fig. 4 - Decodifica dei segnali nel ricevitore.

che vengono chiamati **segnali differenza di colore** per il fatto che essi sono ottenuti **sottraendo** il segnale Y dal segnale del relativo colore primario.

Sommando il segnale Y ai due segnali differenza di colore avremo:

$$(R - Y) + Y = R$$

$$(B - Y) + Y = B$$

È evidente quindi che il ricevitore mediante il segnale Y e i due segnali (R — Y) e (B — Y) potrà ripristinare i primitivi segnali R e B.

Rimane ancora il problema di poter ottenere nel ricevitore sempre con i tre suddetti segnali il segnale primitivo del verde V. Un semplice calcolo matematico ci dice che ciò è possibile. Infatti:

$$0{,}30\,(R-Y) + 0{,}59\,(V-Y) + 0{,}11\,(B-Y) =$$

$$= 0{,}30\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B - 0{,}30\,Y -$$

$$- 0{,}59\,Y - 0{,}11\,Y$$

questo secondo membro può anche scriversi:

Ma

$$Y = 0{,}30\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B$$

di conseguenza il II membro si annullerà e la prima espressione diventerà:

$$0{,}30\,(R - Y) + 0{,}59\,(V - Y) +$$
$$+ 0{,}11\,(B - Y) = 0$$

da quest'ultima è facile ricavare (V — Y):

Ciò significa che sommando opportune porzioni dei due segnali effettivamente trasmessi (R — Y) e (B — Y) e cambiando segno al segnale risultante si ottiene automaticamente il segnale (V — Y). In fig. 4 è indicato schematicamente come avviene questa **decodifica** nel ricevitore. Come si vede il « confronto » definitivo tra il segnale Y e i tre segnali differenza di colore avviene nel cinescopio, mediante applicazione ai tre catodi di una tensione negativa proporzionale a Y (indicata con — Y) e applicazione alle tre griglie controllo di tre tensioni direttamente proporzionali ai tre suddetti segnali differenza di colore. La corrente in ciascun cannone è data, come si sa dalla differenza tra la tensione di catodo e quella di griglia. Di conseguenza la corrente di elettroni che

parte dal catodo, supponiamo del rosso, e quindi la maggiore e minore eccitazione del fosforo rosso, sarà proporzionale a:

$$(R - Y) - (-Y) = R$$

La stessa cosa vale per i cannoni del verde e del blu:

$$(V - Y) - (-Y) = V$$

$$(B - Y) - (-Y) = B$$

Questa stessa decodifica poteva essere ottenuta anche **al di fuori** del cinescopio facendo pervenire ad una matrice i 4 suddetti segnali.

Abbiamo già detto che il segnale Y è in grado di dare una buona presentazione in bianco e nero della scena ripresa. Ma i segnali differenza di colore cosa rappresentano?

Supponiamo per prima cosa di riprendere una scena in cui non vi siano colori ma soltanto il bianco, il nero e una differente gradazione di grigi. Il bianco puro possiamo definirlo come risultante dalla somma di un'uguale quantità di rosso, di verde e di blu. Avremo pertanto:

$$R = V = B = n$$

dove $n = 1$ per il bianco puro e valori intermedi (tra 0 e 1) per le varie gradazioni di grigio. Per il nero $n = 0$. Avremo quindi:

$$Y = 0{,}30\,n + 0{,}59\,n + 0{,}11\,n$$
$$= n$$

I segnali differenza di colore diventano in questo caso:

$$R - Y = n - n = 0$$

$$V - Y = n - n = 0$$

$$B - Y = n - n = 0$$

Conclusione: quando viene ripresa e trasmessa una scena con solo bianco e nero e grigi, il segnale Y continua ad avere un valore che rappresenta il valore dei vari grigi, e cioè **la luminanza** della scena, mentre i segnali differenza di colore spariscono del tutto.

Quest'ultimi cominceranno ad avere un certo valore solo nel caso in cui venga introdotto nella scena qualche colore. Da ciò si deduce che la funzione dei segnali differenza di colore è quella di dare una informazione circa **il contenuto di colore** della scena mentre **la brillantezza e la luminanza** della medesima sarà rappresentata dal segnale Y. Questo è il motivo per cui il segnale Y viene chiamato **il segnale di luminanza** mentre i segnali differenza di colore vengono chiamati **segnali di crominanza.**

Prove pratiche hanno dimostrato che l'occhio umano mentre è molto sensibile al dettaglio prodotto da differenza di luminosità, è relativamente insensibile al dettaglio derivante dalle sole diversità di colore. Il vantaggio pratico di ciò è che mentre il segnale Y deve essere trasmesso, perché possa riprodurre tutto il dettaglio, con la massima larghezza di banda ammessa, i segnali di crominanza possono invece essere trasmessi con una larghezza di banda considerevolmente ridotta .

L'ultimo problema posto dalla realizzazione pratica di un sistema di trasmissione di immagini a colori è quello riguardante la maniera di trasmettere i segnali (R—Y) e (B—Y)

1) senza aumentare le larghezze di banda degli attuali canali per il biacno e nero

2) senza disturbare eccessivamente la immagine che i normali ricevitori TV bianco e nero possono riprodurre in forza del segnale Y.

Tutto quanto abbiamo detto fino a questo punto vale per tutti i sistemi di trasmissione del colore.

Dove i sistemi NTSC, PAL e SECAM differiscono è proprio **nelle maniera in cui ciascuno trasmette i segnali (R — Y) e (B — Y).**

Il maggior contributo dato allo sviluppo degli attuali sistemi di televisione a colori è senz'altro stato dato dallo NTSC.

Il PAL non è altro che un NTSC modificato in base ai risultati pratici della messa in funzione su larga scala dell'NTSC in America ed in Giappone.

L. C. (continua)

TELEVISIONE A COLORI

il monoscopio della TVC

Come c'è il monoscopio per la televisione in bianco e nero così c'è anche quello per la televisione a colori. Quello che indicano le varie « geometrie » del monoscopio bianco e nero lo sanno ormai tutti. Non tutti però sapranno ciò che può essere controllato con le « geometrie » e i colori del monoscopio per la televisione a colori.

Fig. 1 - Immagine di prova impiegata per controllare i circuiti essenziali di un ricevitore TVC.

Per controllare il buon funzionamento di un ricevitore TVC vengono impiegate sei barre colorate (fig. 3). I colori sono tre primari e i relativi complementari. I colori di queste barre sono ordinati in a partire da sinistra. Quando sullo schermo di un televisore a colori questa scala appare grigia dal primo all'ultimo gradino significa che le curve caratteristiche del ricevitore hanno un andamento cor-

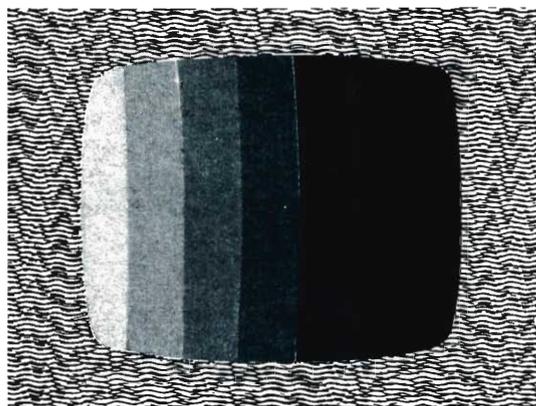



Fig. 2 - Scala dei grigi prodotta in un ricevitore TV b/n dalle barre di fig. 1.

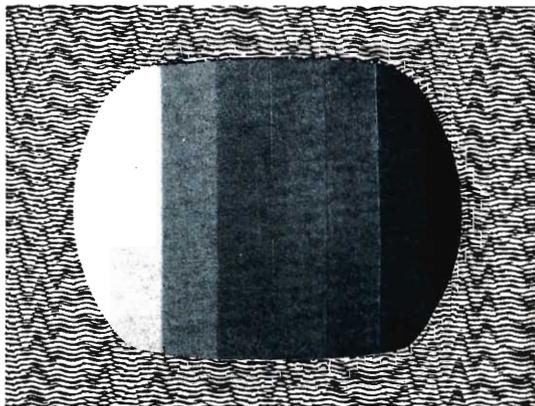



Fig. 3 - Barre di colore impiegate per controllare il funzionamento di un ricevitore TVC.

maniera da dare un segnale di luminanza di ampiezza sempre più crescente. Ciò significa che un televisore in bianco e nero sintonizzato su una emittente a colori vedrà queste barre colorate sotto forma di una serie di barre grigie tendenti gradualmente al nero (fig. 2). Questo è uno dei segnali di prova della TVC.

Molto impiegata anche perché consente di effettuare un maggior numero di controlli è l'immagine che riportiamo in fig. 1. Vediamo quanti controlli è possibile poter effettuare osservando accuratamente i dettagli di questa immagine.

Zona superiore dell'immagine

Sono presenti sei barre di colore. I colori partendo da sinistra sono: verde, giallo, rosso, magenta, blu e ciano. Ciascuna barra di colore è a sua volta suddivisa in cinque gradini con i quali si vuole indicare un valore di luminosità crescente a partire dall'alto della barra.

Zona immediatamente sotto le barre verticali colorate

È visibile una scala di grigi suddivisa in 10 gradini. L'intensità del grigio decresce

retto. Più precisamente, l'esatta riproduzione della scala dei grigi significa che l'amplificazione dei tre segnali di colore avviene secondo i rapporti di amplificazione richiesti.

Zona centrale dell'immagine

Si nota un « ventaglio » verticale spezzato in tre parti. Serve per giudicare la capacità di risoluzione in senso **orizzontale** del ricevitore.

Parimente il « ventaglio » adagiato orizzontalmente a destra dell'immagine serve per giudicare la capacità di risoluzione in senso **verticale** del ricevitore. I numeri che si trovano nei vari punti di questi ventagli indicano l'equivalente in frequenza del potere risolutivo del ricevitore.

Zona inferiore dell'immagine

In basso a sinistra si trovano delle strisce di colore rosso e blu. Questi due colori corrispondono a quelli che si trovano in direzione degli assi di modulazione I e Q e servono per giudicare se le portanti iniettate nei demodulatori sincroni sono esattamente in quadratura (0° e 90°). I numeri posti accanto ai vari punti di

queste striscie colorate indicano il corrispondente in frequenza in MHz della risoluzione prodotta dal ricevitore in quel dato punto del segmento.

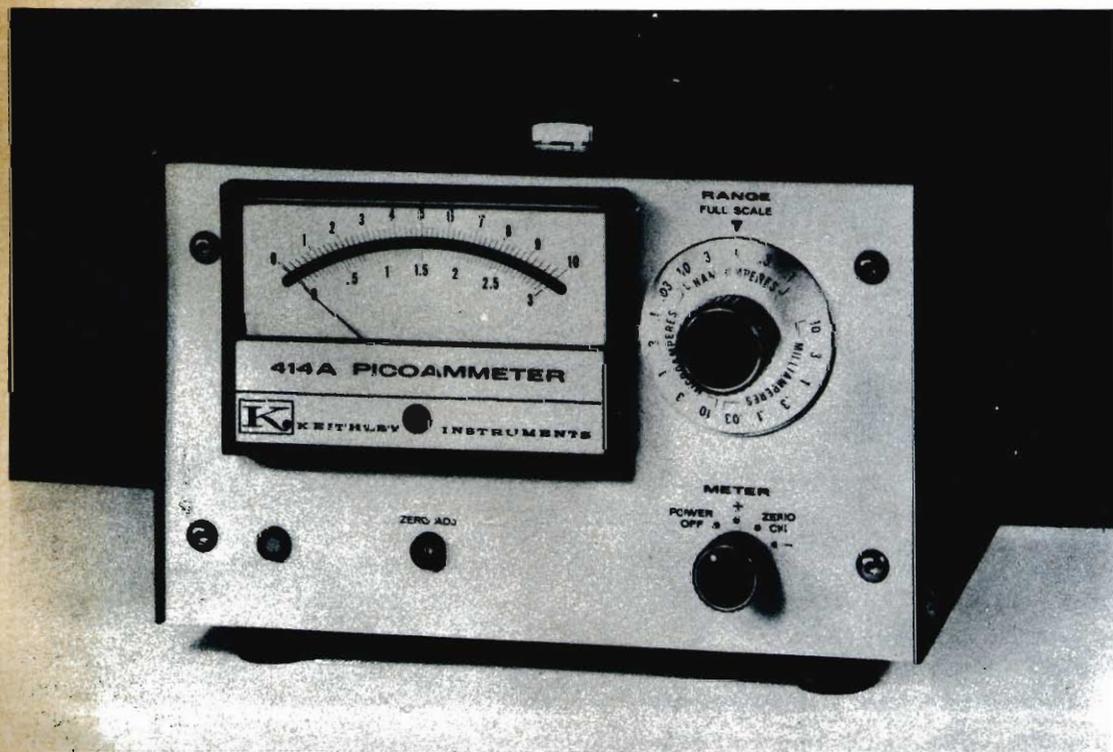
A destra in basso si trovano striscie di colore disposte come le precedenti. I colori sono il verde ed il violetto. È noto che per passare dal verde al violetto la portante del colore deve invertire di 180° la sua fase. Il passaggio, quindi da l'uno all'altro di questi colori fa veramente « sudare » il decoder del ricevitore e può quindi considerarsi un criterio infallibile per il buon funzionamento del ricevitore. Anche in questo caso i numeri che si trovano vicino indicano l'equivalente in frequenza della risoluzione costatata nelle striscie.

Al centro in basso si trova la faccia di un manichino. Serve per controllare se il ricevitore riproduce bene il colorito della pelle.

Le freccette che si trovano ai bordi dell'immagine servono per regolare le dimensioni dell'immagine nel rapporto 3:4.

Al centro è indicata una scala con valori in km. Serve per avere un'idea approssimata della lontananza degli ostacoli che producono riflessioni o immagini fantasma.

L. C.

La Keithley Instruments U.S.A. presenta un nuovo tipo di picoamperometro messo a punto e utilizzato recentemente.
Questo strumento è robusto, di basso costo e resiste a sovraccarichi dell'ordine di 1100 V. Ha una buona stabilità ed ottima precisione.
Il picoamperometro modello 414 A si usa convenientemente nei test di produzione e negli esperimenti che richiedono una gamma da 10^{-2} a 10^{-11} A.
Le applicazioni sono varie: misura della corrente di ritorno nei diodi, nei transistori, nelle fotocellule e in altri tipi di semiconduttori. Si possono fare anche le misure delle resistenze d'isolamento e le perdite capacitive usando il picoamperometro con appropriata strumentazione.

TELECOMANDO SEMPLIFICATO PER TELEVISORE

L'ANGOLO DEL TECNICO TV

Viene descritto un semplice circuito di telecomando azionato otticamente, utile per controllare il funzionamento dell'audio di un televisore e per altre interessanti applicazioni.

Il telecomando dei televisori può essere assicurato con dei dispositivi azionati per mezzo di ultra-suoni oppure di raggi luminosi, o anche con trasmettitori senza filo; questi dispositivi sono più o meno complessi e difficili da realizzare da un dilettante e non sono previsti neppure sui montaggi industriali.

Tuttavia, è facile, almeno per applicazioni più limitate, realizzare dei dispositivi di telecomando, in particolare a raggi luminosi e specialmente di effettuare un montaggio che permette di rendere il televisore silenzioso o sonoro a piacere senza avvicinarsi all'apparecchio o lasciare la propria poltrona.

Si può evidentemente combinare la sua utilizzazione con quella dei ricevitori telefonici oppure di un piccolo altoparlante più o meno distante.

Questo montaggio transistorizzato, rappresentato nella fig. 1, esige solo una piccola modifica dell'altoparlante del televisore, ed è alimentato dalla corrente di rete e senza batterie ausiliarie.

Esso comporta un circuito di chiusura a scatto il quale ha un funzionamento assicurato da un lampo luminoso di breve durata. Non è quindi utile mantenere sempre l'azione della lampada sul bersaglio di controllo, durante tutta l'operazione. Il silenzio è ottenuto quasi istantaneamente.

Descrizione dello schema

Lo schema elettrico è rappresentato in fig. 1. Il trasformatore T è del tipo abituale di riscaldamento dei filamenti, 6,3 V, 1 A; esso ha dimensioni ridotte ed è poco costoso, ma non fornisce una tensione sufficiente per alimentare il circuito.

Si utilizzano quindi due diodi D_1 e D_2 al silicio o al germanio e due condensatori elettrolitici a bassa tensione C_1 e C_2 di 100 μF 15 V messi in modo tale da costituire un duplicatore di tensione a due alternanze, ciò che permette di ottenere una tensione di uscita di 20 V.

Due transistor Q_1 e Q_2 sono montati ad emettitore comune. I relé sensibili RY1 e RY2 costituiscono i carichi dei collettori; essi sono del tipo a uno scambio

con una sensibilità da 1 a 2 mA, e gli avvolgimenti hanno una resistenza di 5 kΩ.

Le cellule fotoelettriche PC1 e PC2, presentando una grande resistenza nell'oscurità, mantengono i transistor allo stato quasi di non conduzione, in modo tale che i relé non vengono eccitati. Queste cellule sono del tipo a solfuro di cadmio e hanno una resistenza di 1,5 kΩ sotto l'azione della luce e di 1 MΩ nell'oscurità totale. L'altoparlante del televisore è connesso mediante i contatti A e B al relé RY1.

Supponiamo ora di fare agire un fascio luminoso di una lampada da tasca del tipo « torcia » sulla cellula fotoelettrica PC1. Si osserva che il valore della resistenza s'abbassa a qualche centinaia di ohm, il transistor Q1 è così messo in azione e diventa conduttore. La corrente tra il collettore e l'emettitore eccita il relé RY1. I contatti A e B dell'altoparlante sono aperti mentre l'altoparlante del televisore è desinnestato.

I contatti B e C del relé RY1 sono, d'altronde, chiusi e la tensione totale d'alimentazione è messa in azione attraverso i contatti A e B del relé RY2 che non è eccitato. Questa corrente percorre quindi l'avvolgimento di RY1 e lo mantiene nella posizione di chiusura.

Per ristabilire il funzionamento dell'altoparlante, il fascio luminoso è diretto, questa volta, sulla cellula fotoelettrica PC2. Questo determina la messa in funzione del transistor Q2 e lo rende conduttore. Il relé RY2 è chiuso e il circuito di chiusura a scatto di RY1 è aperto.

In queste condizioni RY1 viene rilasciato e l'altoparlante è connesso di nuovo al televisore mediante i contatti A e B. I suoni del televisore si producono di nuovo.

Tutto ciò può sembrare un po' complesso in apparenza, ma il funzionamento si effettua progressivamente e con efficienza senza alcun ritardo. Una semplice lampada da tasca di forma a torcia avente due elementi di pile di 1,5 V può azionare questo « silenziatore » da una distanza dell'ordine di 6 metri e, con una lampada più potente a tre elementi, si può raggiungere una distanza di 12 metri. Si tratta però, di un dispositivo elettroottico che non bisogna impiegare in una camera illuminatissima o di giorno, perché altrimenti esso scatta da sé.

Questo dispositivo è stato studiato per funzionare in semioscurità nelle condizioni normali di osservazione delle immagini, con una scarsa illuminazione ambientale della camera. Se si vuole utilizzarlo in altre condizioni è necessario modificare il circuito ottenendone uno molto più complicato.

Le caratteristiche dei diversi componenti non sono molto critiche, ma occorre scegliere bene le cellule fotoresistenti e i relé. I diodi D1 e D2 sono del tipo usuale e in base alla corrente di debole intensità e le basse tensioni previste, si potranno utilizzare dei diodi dello stesso tipo impiegato sulle apparecchiature di misura, più o meno vecchi, come gli 1N34. I transistor sono anche di un tipo corrente, pnp del genere 2N107 o simili.

I condensatori elettrolitici C1 e C2 devono avere una tensione nominale ammissibile non inferiore a 12 V. Il trasformatore è scelto soprattutto in base al suo prezzo e alle sue dimensioni ridotte; siccome la potenza prevista è piccola, si può utilizzare un modello in miniatura.

Costruzione

La costruzione di questo montaggio è facile e rapida; il cablaggio non è critico all'infuori della disposizione degli elementi sul televisore. Le cellule fotoelettriche PC1 e PC2 devono essere poste ben distanziate l'una dall'altra affinché il fascio luminoso della lampada non agisca su di esse simultaneamente.

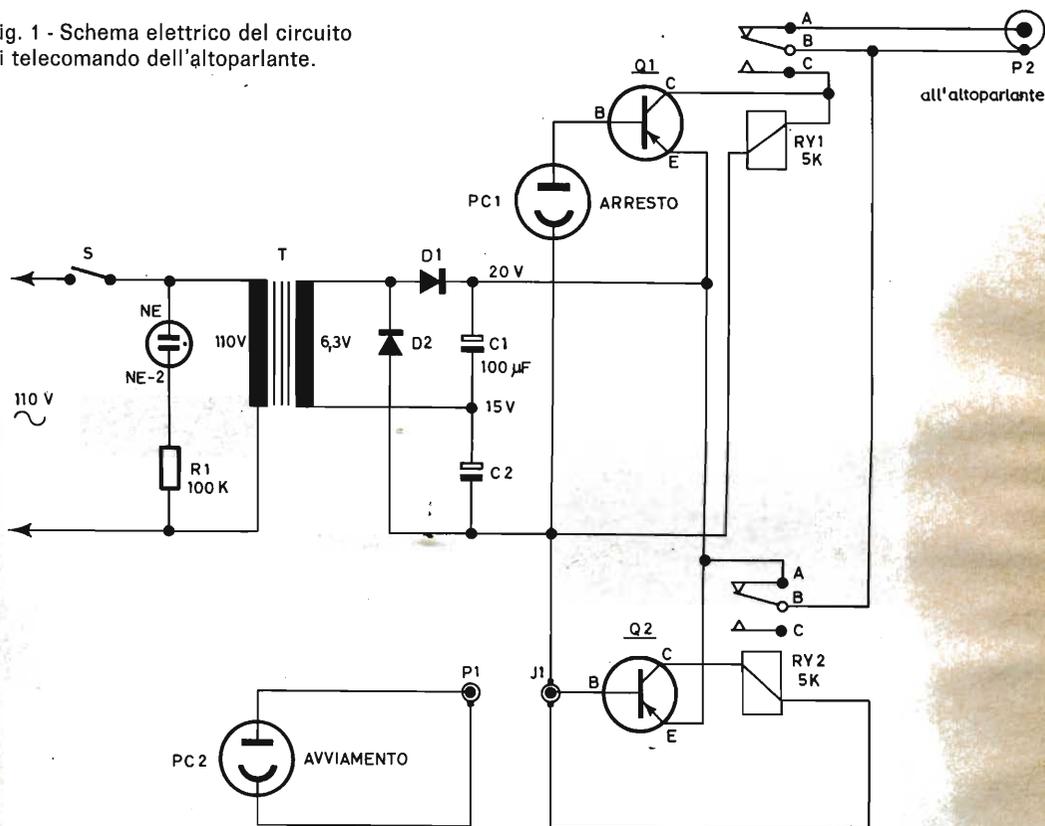
Si mette così la cellula PC1 in una piccola scatola, con tutto il montaggio al completo e la si dispone sulla parte inferiore del televisore. Essa è così ravvicinata all'altoparlante e ben visibile per permettere il telecomando luminoso rapido. La cellula PC2 sola è posta in una scatola di plastica di dimensioni ridotte e collegata in alto alla parete laterale del televisore.

L'interruttore S, la cellula fotoelettrica PC1 e la lampada pilota al neon NE2 sono posti all'estremità della piccola cassa in modo tale da presentare sulla parete frontale del televisore la più piccola superficie.

Il circuito d'alimentazione, le linee di collegamento dell'altoparlante e i collegamenti della cellula PC2 sono disposti all'altra estremità.

Conduttori di piccoli sezioni collegano la cellula PC2 attraverso una presa isolata dalla cassa dell'apparecchio; quando si utilizza un jack audio per la connessione, lo si monta, per assicurare l'isolamento rapido e facile, su una guaina di gomma.

La verifica del funzionamento è semplice, e si effettua a luce attenuata.

Fig. 1 - Schema elettrico del circuito di telecomando dell'altoparlante.

Per assicurare l'isolamento ed evitare ogni causa di cortocircuito, il montaggio comprende un trasformatore.

Le fotoresistenze sono montate facilmente collocandole dietro una apertura rettangolare praticata nelle casse. Nella scatola di plastica utilizzata per contenere la cellula PC2, l'unione dei due collegamenti del sistema fotoresistente è ottenuto attraverso una barretta a due morsetti.

Si utilizza una batteria di lampade da tasca e un bulbo ad incandescenza in serie, al posto dell'altoparlante del televisore.

Con la cellula connessa, ma separata di qualche decine di centimetri dal montaggio, si collega il cordone di alimentazione dell'apparecchio alla presa di corrente e si chiude il contatto.

La lampada deve allora illuminarsi istantaneamente e il bulbo di prova so-

stituendo l'altoparlante, deve anche illuminarsi e rimanere « illuminato ».

Ora allontanandoci di circa 3 metri ed eccitando la cellula PC1 con la luce della lampada da tasca, il bulbo di prova, che sostituisce l'altoparlante, deve spegnersi immediatamente e deve rimanere spento anche quando il fascio luminoso è soppresso.

Dopo circa 30 secondi per essere sicuri che il funzionamento è stabile, si eccita la cellula PC2 con la lampada da tasca. Il bulbo di prova si illuminerà istantaneamente; ripetendo la stessa operazione a diverse riprese ci assicureremo del buon funzionamento.

La modifica semplice del montaggio dell'altoparlante del televisore rappresen-

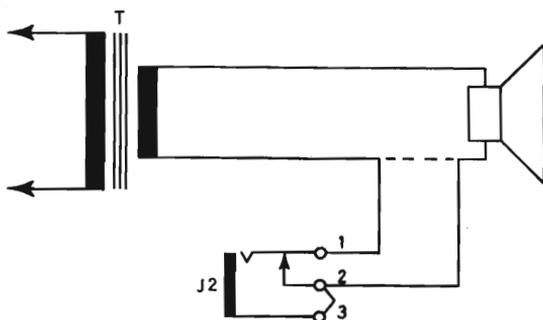



Fig. 2 - Modifica da effettuare allo schema di fig. 1 per consentire il funzionamento normale.

tata nella fig. 2 consiste nell'aggiunta di un jack a circuito chiuso.

Togliamo semplicemente il filo ad un morsetto dell'altoparlante e rimettiamolo al morsetto n. 1 del jack aggiuntivo J2 che può essere disposto in qualsiasi posizione conveniente. Ricolleghiamo un filo tra i morsetti 2 e 3 del commutatore J2 e fissiamo un nuovo conduttore a partire da J2 sul morsetto 2, verso il capo dell'altoparlante che rimane libero.

In questo modo, quando la spina del dispositivo « silenzioso » è montata, il circuito dell'altoparlante è controllato dal relé RY1. Quando la spina è tolta, J2 chiude il circuito in modo tale che il funzionamento è ristabilito nel modo abituale, come se l'apparecchio aggiuntivo non esistesse.

GUASTI COMUNI E METODO DI RIPARAZIONE DEI COMPONENTI

IL RIPARATORE

Riportiamo in questo articolo alcuni consigli da seguire quando si presenta l'occasione di riparare dei semplici guasti o quando si tratta di sostituire alcuni componenti. In questo primo articolo ci occuperemo delle manopole di comando, della sostituzione di alcuni collegamenti, degli indicatori di sintonia e poi dei potenziometri di volume.

Come è facile capire, il funzionamento regolare degli apparecchi radio e televisivi dipende soprattutto dalla resistenza meccanica e dalle qualità elettriche dei vari componenti che formano il circuito.

Allo stato attuale il progresso sempre maggiore che ha raggiunto la tecnologia, ha portato alla costruzione di circuiti completi montati su piastrine o moduli che danno la possibilità al tecnico di sostituirli con molta facilità e rapidità.

Con questo sistema non è più necessario provare o sostituire un componente separato, ma si potrà sostituire un circuito completo.

Per il momento però non si è ancora arrivati a questo stato di cose e quindi è meglio conoscere i possibili difetti dei vari componenti separati per poterli eventualmente sostituire o riparare il più rapidamente possibile.

Manopole di comando

Le manopole di comando e di regolazione presenti sulla maggior parte degli apparecchi sia radio che televisivi sono del tipo con fissaggio per mezzo di una vite. A questa vite sono dovute le cause più frequenti di inconvenienti in quanto può verificarsi che il filetto si deteriori e quindi la manopola ruoti senza far presa sul perno del potenziometro o di qualsiasi altro regolatore oppure si può verificare anche la perdita della vite stessa.

Quando una manopola viene danneggiata, è spesso necessario sostituire anche le altre perché può risultare difficile reperire lo stesso tipo o lo stesso colore. Ora vengono impiegate sempre più di frequente delle manopole da infilare semplicemente a pressione sul perno del componente; queste sono munite di lamelle di ottone a molla che assicurano il trascinamento dell'alberino di comando. Per poter

facilmente togliere queste manopole è necessario un piccolo estrattore che non è altro che una pinza di tipo speciale, le cui lame vanno poste dietro la manopola. Questo semplice attrezzo evita di rovinare il mobile dell'apparecchio in quanto questo non viene praticamente toccato, al contrario di quanto succede quando si vogliono togliere le manopole con l'aiuto di un cacciative, facendo leva fra la manopola e il mobile.

Sostituzione dei capicorda e dei collegamenti

Bisogna tener presente che quando si sostituisce un trasformatore di radio frequenza o di bassa frequenza è necessario che i collegamenti ai vari componenti siano il più corti possibile. Altra regola che consigliamo ai nostri lettori è di non disporre mai i collegamenti troppo vicini fra loro all'interno del telaio di un ricevitore, specialmente nella parte di alta frequenza.

Consigliamo inoltre, quando capita di sostituire qualche componente di non modificare il cablaggio del circuito, in quanto si potrebbe alterare l'equilibrio di funzionamento dell'intero apparecchio. Per quanto riguarda il cablaggio è necessario tener presente le seguenti precauzioni: i fili per l'alimentazione dei filamenti devono stare il più vicino possibile al telaio e allo stesso tempo il più lontano possibile dai cavetti di collegamento posti nei circuiti di alta frequenza.

I collegamenti del circuito di bassa frequenza devono essere tenuti il più lontano possibile dai condensatori elettrolitici e dai collegamenti percorsi da correnti alternate, questo darà come risultato un livello di ronzio molto basso. I fili di alimentazione della lampadina spia devono essere tenuti lontani dal potenziometro di volume e allo stesso tempo i condensatori di disaccoppiamento lontani dal trasformatore di media frequenza. Continuiamo questo nostro « promemoria » ricordando che la resistenza di carico del diodo va montata lontana dal supporto del secondo diodo rivelatore e dalla valvola di bassa frequenza.

In fig. 1 abbiamo riportato i vari metodi errati di collegamento dei componenti più comuni come resistenze e condensatori e il metodo di collegamento fra i due componenti.

Fig. 1 - Metodo da seguire per la sostituzione di un componente.

Indicatori di sintonia

Nella maggior parte dei radioricevitori sia a modulazione di ampiezza che di frequenza, si trovano degli indicatori visuali di sintonia muniti di un settore fluorescente di solito di colore verde.

Questi tubi indicatori di sintonia presentano talvolta alcuni inconvenienti, per esempio in presenza di segnali deboli, il controllo visivo non si può effettuare in modo soddisfacente mentre in presenza di segnali forti si ha la chiusura completa dei settori dell'occhio magico e in alcuni casi anche una sovrapposizione dei settori; questi due inconvenienti riducono l'efficacia del dispositivo (vedere il circuito di fig. 2).

Il vecchio tubo indicatore può essere sostituito con uno nuovo avente la stessa disposizione dei piedini e per il quale non si devono effettuare delle modifiche sul circuito elettrico dell'apparecchio. Per

chiarezza facciamo riferimento alla fig. 2; in essa si può vedere che fra le placche della valvola è disposta una resistenza R, avente un valore variante da 5 a 1 MHz, questa resistenza nella maggior parte dei casi è assicurata sul supporto stesso della valvola.

Quando il colore verde della valvola non è più normale si deve verificare il suo stato in quanto potrebbe essere più o meno esaurita. Quando invece la valvola non si accende o non funziona in modo regolare, si deve verificare l'insieme di cablaggio del supporto o il circuito direttamente interessato. Nel caso in cui la brillantezza dei settori verdi sia scarsa, si deve ritenere che il difetto sia dovuto alla valvola stessa e sarà bene sostituirla.

Altra possibilità di guasto che può presentare l'indicatore di sintonia è quella in cui i settori brillanti e i settori scuri restano sempre della stessa grandezza su tutte le stazioni sintonizzate dal ricevitore; in questo caso si deve ricercare la causa del difetto nella resistenza del circuito che può avere un valore non esatto o può essere difettosa.

Potenziometri di volume

I potenziometri, in genere, di volume, di tono, di compensazione possono dare un numero elevato di rumori parassiti e di disturbi più o meno fastidiosi.

I difetti che si riscontrano più di frequente sono dovuti a sovraccarichi, difetti meccanici di costruzione, rottura dei collegamenti, cattivo contatto del cursore sullo strato di carbone che porta alla variazione del valore della resistenza; poco frequenti in questi componenti, sono invece i cortocircuiti.

È consigliabile di tanto in tanto pulire i potenziometri con del tetracloruro di carbonio oppure con una soluzione antirumore che si può facilmente trovare in commercio.

Quando, ruotando la manopola del controllo di volume, non si ottiene un controllo efficace del volume di ascolto, è necessario verificare i condensatori inseriti nel circuito di controllo di volume.

Alcune volte si può presentare anche l'eventualità che il potenziometro si interrompa a causa di un surriscaldamento dovuto a un passaggio di corrente troppo elevata, questo succede soprattutto nei ricevitori che impiegano dei potenziome-

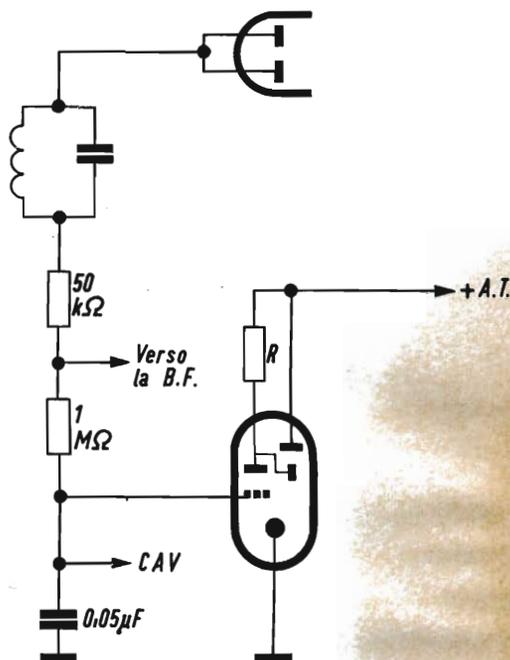
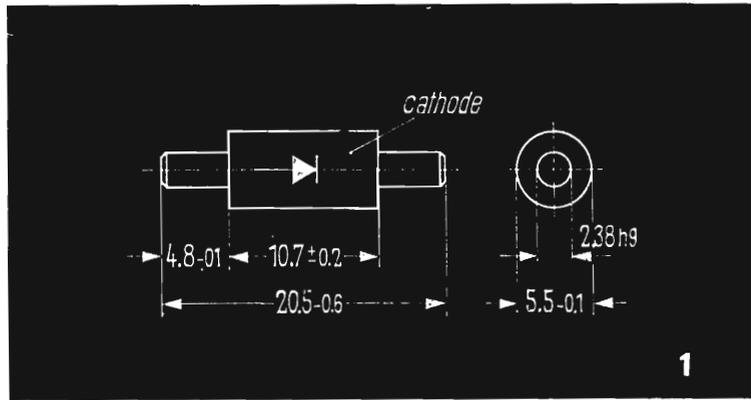



Fig. 2 - Circuito di principio di un indicatore di sintonia.

tri miniatura. In questo caso, quando si procede alla sostituzione del potenziometro, bisogno fare attenzione a sostituirlo con un tipo che possa sopportare una corrente più elevata. Nella maggior parte dei casi, l'alberino dei potenziometri è troppo lungo e deve essere tagliato alla giusta misura, per far ciò consigliamo di usare un seghetto con lama molto fine del tipo usato per i lavori di traforo; questo permette di evitare di danneggiare il potenziometro a causa di urti e di vibrazioni che si verificano di solito con seghetti normali per metallo. Al termine di questa operazione è necessario togliere con una limetta le bave dai bordi dell'alberino per facilitare l'introduzione della manopola.

(Da « Le Haut-Parleur » 1138)

NUOVI COMPONENTI

1

diodi al germanio a punta

AAY 53 - AAY 54 - AAY 55

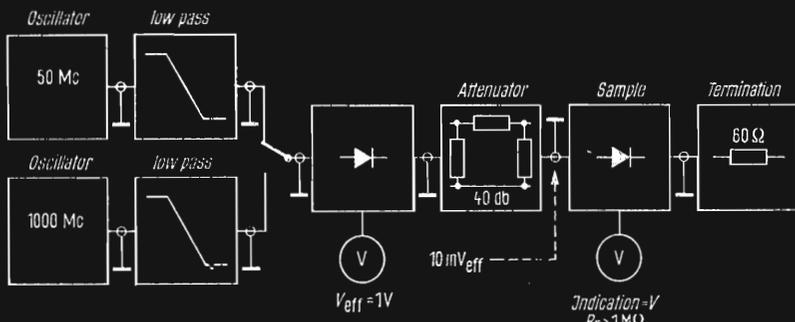
I diodi al germanio a punto di contatto AAY53 e AAY54 sono tipi speciali ad alto rendimento, previsto per l'impiego nella gamma VHF.

Questi diodi sono adatti per circuiti raddrizzatori di qualità con elevata resistenza, sono notevoli per le loro minime perdite e per la costanza di rendimento al variare della frequenza.

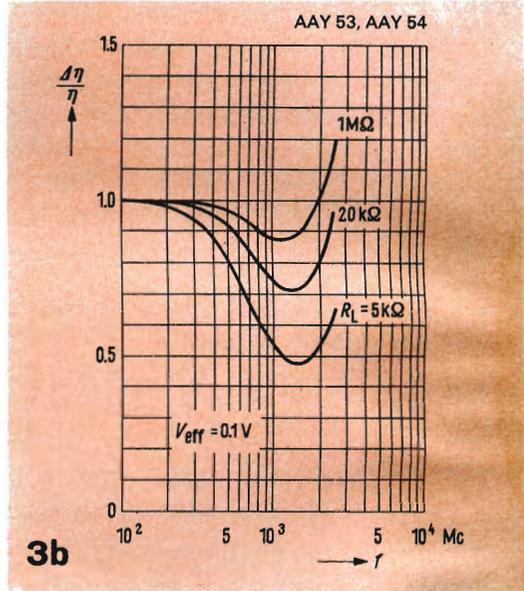
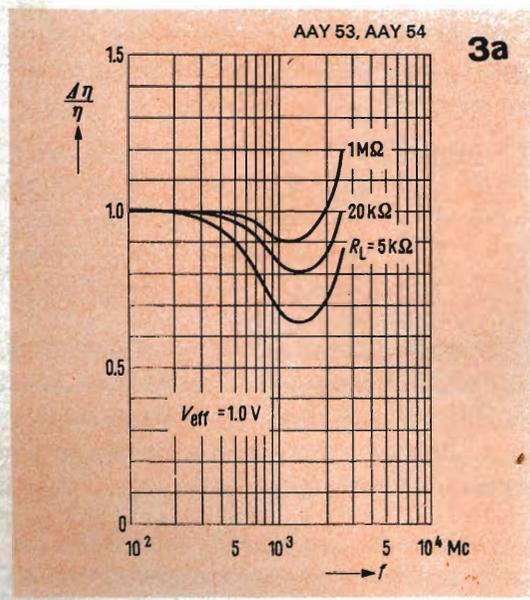
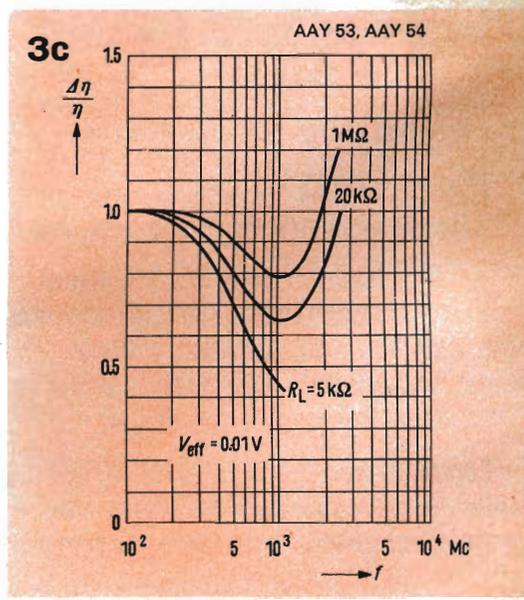
Il tipo AAY55 può essere usato fino a 400 MHz.

I tre tipi sono presentati in contenitore di piccole dimensioni con terminali assiali, adatti per contatto su apposite molle di sostegno.

Questo contenitore, con le relative dimensioni, è visibile in **Fig. 1**.

Caratteristiche massime	**AAY53**	**AAY54**	**AAY55**	
Tensione inversa VR	36	36	36	V
Tensione inversa di picco V_{RM}	40	40	40	V
Corrente di picco I_{FS}	50	50	50	mA
Temperatura di giunzione T_j	60	60	60	°C
Gamma di temperatura T_{amb}	—20 + 60	—20 + 60	—20 + 60	°C
Resistenza termica R_{Th}	≤ 400	≤ 400	≤ 400	°C/W
Caratteristiche statiche - T_{amb} = 25 °C -				
Tensione diretta (a I_F = 2 mA) VF	< 1	< 1	< 1	V
Corrente inversa (a V_R = 40 V) I_R	< 300	< 300	< 100	µA
Corrente inversa (a V_R = 10 V) I_R	—	—	< 5	µA
Caratteristiche dinamiche - T_{amb} = 25 °C -				
Capacità del diodo (a V_R = 0 V; f = 1 MHz) C_D	1,5	1,5	1,5	pF
Induttanza serie L_s	10	10	10	nH
Rendimento come raddrizzatore di tensione (V_{eff} = 10 mV; f = 50 MHz; R_L = 10 MΩ) n	tipico 10	tipico 10	> 60	%

di contatto

Le caratteristiche dinamiche vengono misurate con il circuito di prova di **Fig. 2.** Le curve di figura 3 a, b, c, mostrano il rendimento come raddrizzatore di tensione $\frac{\Delta n}{n}$ in funzione della tensione di ingresso V_{eff} e del carico R_C.

Rispettivamente per i tre grafici a, b, c, la V_{eff} risulta 1 V - 0,1 V - 0,01 V.

PANORA RADIOFON

COREA DEL NORD (Choson Minchu Chui Inmin Konghwa-Guk)

Lingua: Coreano.

AMMINISTRAZIONE: Central Broadcasting Stattions Pyöngyang.

ONDE MEDIE (kHz): 605, 625, 635, 645, 655, 685, 725, 735, 785, 800, 820, 850, 1080.

ONDE CORTE (kHz): 2850, 2870, 3320, 6250, 6290, 6400, 6540, 6600, 6650, 7580, 11765, 14510, 15520, 16535.

Emissione in lingua francese fra le ore 1500-1600 e 2100-2200 su 6540-7580.

COREA DEL SUD (Daehan-Minkuk)

Lingua: Coreano.

AMMINISTRAZIONE: Corean Broadcasting System, Seoul.

ONDE MEDIE (kHz): 540, 560, 570, 575, 600, 650, 740, 840, 860, 880, 890, 920, 940, 1000, 1030, 1090, 1120, 1190, 1320, 1340, 1400, 1420, 1570.

Esistono anche una ventina di stazioni delle forze di occupazione degli USA ed altre di carattere privato o propagandistico.

ONDE CORTE (kHz): 2510, 3910, 5975, 6035, 7190, 9640, 11925, 15125, 15135, 15430.

FILIPPINE (Repubblika ng Pilipinas)

Lingue: Tagalog. Commercialmente l'inglese. Raramente lo spagnolo.

AMMINISTRAZIONE: Radio Control Office, Public Work and Communications Manila.

ONDE MEDIE (kHz): Esiste una vasta rete di stazioni ad onda media. Praticamente una stazione ogni 10 kHz a partire da 530 kHz fino a 1600 kHz.

ONDE CORTE (kHz): 3277, 3285, 3305, 3345, 3945, 4945, 5970, 6030, 6055, 6080, 6125, 6145, 6170, 7160, 7230, 7280, 9505, 9630, 9690, 9715, 11740, 11855, 15230, 15300, 15390, 15420, 17715, 17765, 17810.

Esistono anche altre amministrazioni come: Far East Boradc. Co. PB 2041 Manila e la Manila Boradc. Co. 964 Taft Av. Manila, oltre ad altre aventi carattere locale sparse per tutto il territorio.

Le forze di occupazione americane tramite la Voce dell'America gestiscono al-

cune stazioni ad onda media (Malolos 920, Poro 1140) ed una cinquantina di frequenza in onda corta usate per scopi propagandistici militari.

TV (MHz) (standard USA): Esistono stazioni nelle principali città nei canali A3, A4, A5, A6, A7, A9, A11, A12, A13, A14.

STAZIONI AD ONDE MEDIE (kHz): Bajinor 1270; Cinghai 800, 1250; Canton 790, 890, 1400; Chungking 1080, 1310; Chekiang 800, 820, 960, 1350, 1370, Fukkien 860, 880, 930, 950, 1210, 1250, 1430, 1560; Harbin 660, 970, 1400; Hopei 780, 850, 910, 1080, 1280, 1330, 1440, 1470; Hunan 1260; Kansu 860; Kwangsi 620, 1320, 1330, 1390, 1410, 1450; Kweiciow 930, 1030; Zona limitrofa alla Mongolia 1070, 1360, 960, 1460; Heilungkiang 620, 720, 1110, 1410, 1530; Peiping 820, 1210, 1350, 1480; Shanghai 850, 990, 1070, 1110, 1210, 1300, 1500; Silingol 1310; Shensi 900, 1350; Singkiang 550, 740, 910; Shangtung 920, 1110, 1450; Szechuan 1220; Tibet 590; Yunnan 820, 1380. Sono usate molte altre frequenze per trasmettitori installati in località minori. (1020, 1040, 1190, 1300 e 1340 per emissioni estere).

ONDE CORTE (kHz): 3225, 3290, 3390, 3830, 3860, 3915, 3950, 3985, 4250, 4020, 4460, 4500, 4910, 5075, 5125 ed un altro centinaio di stazioni delle quali nel 1966 sono state udibili in Italia le seguenti: 5975, 5985, 6000, 7115, 7130, 7240, 7250, 9600, 9710, 11725, 11740, 11820, 11860, 11905, 11945, 11975, 15270, 15325, 15415, 15430, 15435, 17780, 17785, 17795.

FM (MHz): esiste qualche stazione sperimentale.

TV (MHz): Peiping, Anschan, Changsha, Chengtu, Canton, Soochow, Wusik 57,75/64,25; Peiping, Tientsin, 77,25/83,75; Shanghai, Shenyang, Wuhan, 93,25/99,75; Harbin, Sian, Nangking, 49,75/56,25; Hofei 85,25/91,75; Wusih, Tangshan, Soochow, Hangchow 57,75/64,25. Altri TX esistono a Foochow, Fushin, Chaimussu, Hekang, Tsinan, Tsisihar, Silingol, Shensi ecc.

NOTIZIARI IN LINGUA ITALIANA (Ora Italiana): 2030-2100: 6210, 9480, 11725, 2130-2200: 7620, 7820, 9290; 2200-2230: 7010; 7620; 7820; 9290.

CIPRO (Kypriaki Dimokratia - Kibris Cümhuriyeti)

Lingue: greco e turco.

AMMINISTRAZIONE: CYPRUS BODC. CORPORATION, PB 1824 Nicosia; BFBS Cipro; BBC - East Med. relay.

ONDE MEDIE (kHz): 638, 719; 1421 (stazioni della BBC). Limassol 890; Nicosia 1439, 692, 606, Pahos 915, Limassol 1484.

ONDE CORTE (kHz): 5975, 6065, 6120, 6170, 7140, 7230, 9530, 9580, 9600, 9625, 9650, 9690, 11720, 11820, 11840, 11905, 11955, 15260, 15310, 15330, 15420, 17730, 17885, 21660.

FM (MHz): Akrotiti 92,1; Dhekelia 99,6.

TV (MHz): Nicosia 48.25/53.76; Mount Olympus 182.25/187.75; Sina Ords 196.25/201.75.

MORGANITE INSULATED RESISTORS

TYPES S and Y

Le resistenze isolate « Morganite » tipo « S » e « Y » sono costituite da un composto di carbone solido e di materiale isolante esterno completamente integrati. Si evitano così qualsiasi cavità tra nucleo ed isolamento in modo da consentire il più razionale passaggio del calore.

I terminali in rame sono ricoperti con uno speciale preparato che consente una saldatura rapida e sicura, anche se automatizzata.

Queste resistenze sono conformi allo standard contemplato nelle Norme RCSC e IEC e vengono prodotte nei valori da 10 Ω a 10 MΩ con le tolleranze normali: ± 5 %, ± 10 % e ± 20 %.

Tipo	Volt max	Watt nominali		Prove di durata a 70°C per 2000 ore
		a 40°C	a 70°C	
« S »	500	1/2	1/4	1/2 W
« Y »	750	1	1/2	3/4 W

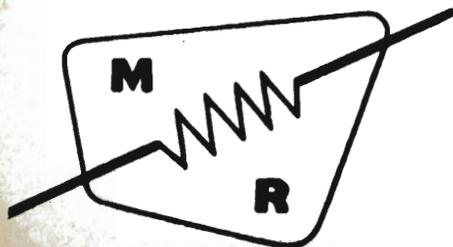
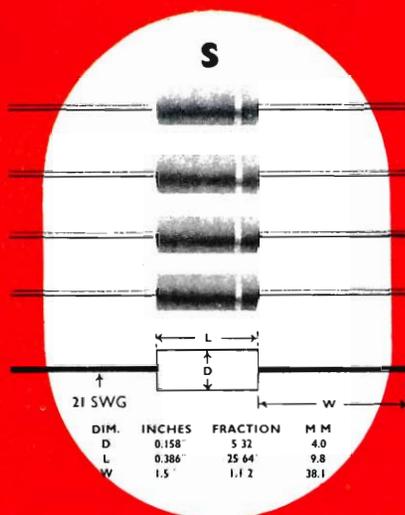
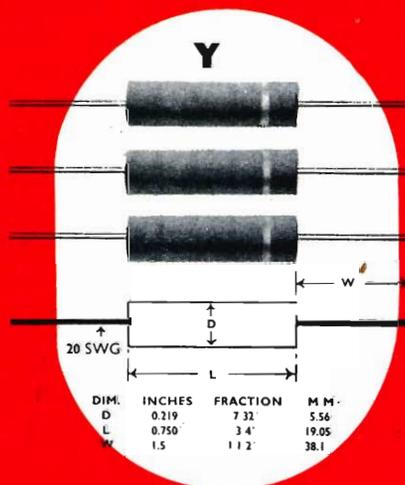
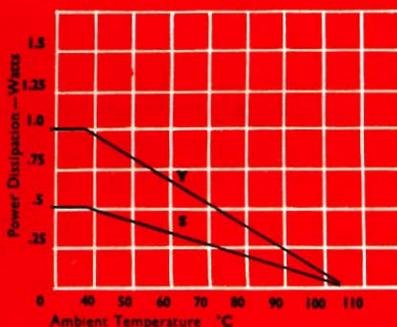
Coefficiente di temperatura: meno di 0,12 % per grado C.

Coefficiente di tensione: valori inf. a 1 MΩ, non superiore a ± 0,25 % p. Vcc. Valori da 1 a 10 MΩ, non superiori a ± 0,025 % p. Vcc.

Tensione di prova: 1500 Vcc tra i terminali ed il corpo.

Isolamento: non meno di 1000 MΩ a 500 Vcc.

Rumorosità: inferiore a

$$2 + \log_{10} \frac{R}{1000} \ \mu V \text{ p. Vcc applicato}$$

OMOLOGATE SECONDO LE NORME MILITARI AMERICANE MIL-R11E

DERATING CURVES

FOTORESISTENZE AI SALI DI CADMIO

NOVITÀ TECNOLOGICHE

Le fotoresistenze trovano delle applicazioni estremamente varie, dalla fotometria più elementare alla ottica elettronica più complessa. Possono essere associate a delle sorgenti luminose convenienti, eventualmente completate con dei montaggi meccanici o elettronici, dai più semplici fino ai più complessi.

Introduzione

Una cellula fotoresistente è un elemento puramente resistivo la cui resistenza è funzione dell'illuminazione. Contrariamente ai fotodiodi, una tale cellula può essere alimentata in corrente continua, qualsiasi sia la polarità, oppure in corrente alternata. Le curve di sensibilità spettrale sono funzioni della natura chimica dello strato fotosensibile. I sali di cadmio dotati di buone qualità sono i solfuri CdS e i seleniuri CdSe; essi sono apparsi da poco sul mercato. La superficie fotosensibile è ottenuta per vaporizzazione sotto vuoto del CdS o del CdSe molto puro, in generale bi-distillato sotto vuoto, su una superficie piana e refrattaria, frequentemente in steatite rettificata e spesso di quarzo o di « pyrex ». Questo deposito di qualche μm è trattato in seguito con diffusione ad alta temperatura per introdurre nello strato delle impurezze destinate a dare al prodotto le volute caratteristiche. Il rame, l'argento, il mercurio sono spesso utilizzati per questo trattamento.

Si realizzano dopo, con vaporizzazione sotto vuoto, gli elettrodi di indio e le parti fotosensibili per mezzo di maschere applicate alla superficie; infine rimane solo da fissare i fili di collegamento, sia con saldatura a bassissima temperatura, sia impiegando resine caricate alla lacca d'argento. Dopo un'ultima prova, le fotoresistenze sono protette con una vernice idrofuga, poi in generale rivestite da resine « poliesteri » o epossidiche.

Resistenza

Sotto l'effetto di una eccitazione luminosa, la resistenza delle cellule passa da un valore elevatissimo, corrispondente sensibilmente ad un interruzione nel circuito dovuta all'oscurità totale, a dei valori che, per qualche cellula, e per una forte illuminazione, sono inferiori al migliaio di ohm. La sensibilità delle fotoresistenze è dell'ordine dell'ampere per lumen, ossia mille volte la sensibilità degli altri elementi fotosensibili. Un ampere per lumen corrisponde a 10 microampere per cm^2 e per lux.

Una cellula rotonda di 14 mm di diametro utile, 100 mm^2 di superficie attiva, può dissipare da 50 a 200 milliwatt quando è caricata continuamente, e può raggiungere durante qualche secondo valori da 300 a 500 milliwatt.

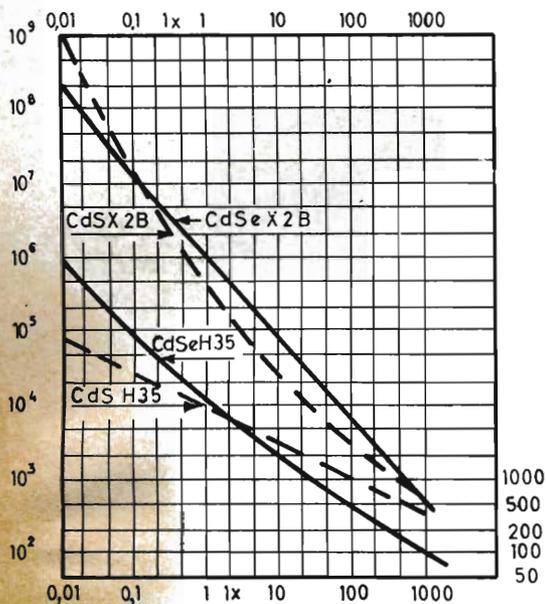



Fig. 1 - Resistenza in ohm in funzione dell'illuminazione in lux.

Le fotoresistenze sono definite da due valori normalizzati: R_O = resistenza in oscurità, misurata a 0,2 lux, R_{1000} = resistenza in illuminazione, misurata sotto 1.000 lux. E' interessante aggiungere a quei valori quelli rilevati sotto 1, 10 e 100 lux ciò, permette di avere una visione più netta sull'andamento della curva di sensibilità.

Le misure sono effettuate ad una temperatura di 24°C e la sorgente luminosa è costituita da un filamento di tungsteno portato a 2.870 K.

La fig. 1 porta in ordinate, la resistenza in ohm, in ascisse l'illuminazione in lux, per cellule di 1 cm^2.

Sensibilità spettrale

Le curve della figura 2 danno in percentuale, ad intensità di sorgente costante e monocromatica, le rispettive sensibilità delle cellule CdS H35, CdS X2B, Cd Se H35, Cd Se X2B; si osserva che le cellule CdS H35 presentano una sensibilità spettrale vicinissima a quella dell'occhio, nonostante il loro debole tempo di risposta. Essi danno risultati soddisfacenti nella loro utilizzazione in fotometria e in fotografia, sia come esposimetri, sia come organi di comando del diaframma. Di più la loro stabilità in temperatura evita il

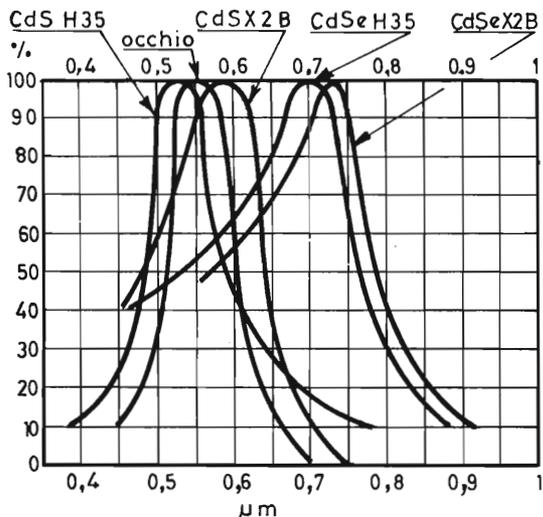



Fig. 2 - Curve normalizzate di sensibilità spettrale.

montaggio di elementi di compensazione; inoltre esse permettono di ridurre molto l'azione degli infrarossi e di selezionare la zona di sensibilità spettrale quando vengono utilizzate con dei filtri.

Le cellule al Cd Se molto veloci e sensibili al rosso e al quasi infrarosso si prestano a numerosi impieghi, come gli sbarramenti in radiazione invisibile, trasmissione d'informazioni in luce modulata, etc.

L'irraggiamento delle lampade a filamento di tungsteno, alimentate alla tensione nominale, è costituito per circa il 90% di infrarosso. Quando vengono alimentate con tensioni inferiori, l'irraggiamento tende verso il rosso e il puro infrarosso.

Osserviamo che in base a questa alta percentuale, il rendimento di trasmissione

Elemento fotoconduttore	CDSX2B	CDSH35	CDSEH35	CDSEX2B
Risposta spettrale massima in microns	0,6 (giallo)	0,52 (verde)	0,7 (vicino all'infrarosso)	0,73 (vicino all'infrarosso)
Resistenza a 0 lux in MΩ	≥ 500	≥ 0,1	≥ 1	≥ 500
Resistenza a 1 lux in kΩ	400	9	10	1000
Resistenza a 10 lux in kΩ	30	3	2	80
Resistenza a 100 lux in kΩ	3	1	0,5	7
Tempo di risposta in secondi a 100 lux				
— Illuminazione	0,040	0,040	0,006	0,006
— Oscurità	0,006	0,400	0,030	0,006
Massima potenza dissipata in milliwatt	100	200	100	50
Massima tensione di alimentazione in Volt	400	400	200	300
Coefficiente di temperatura a 100 lux in %/°C	2	0,01	1	4
Applicazioni:	Comandi fotoelettrici tutto o niente Separazione di colore Rapidità media	Fotometria: stessa risposta spettrale dell'occhio umano Grande stabilità Grande dissipazione Grande linearità Grande sensibilità al blu	Ogni comando fotoelettrico in luce visibile o infrarossa Buona rapidità	Risposta rapida Convertitori di corrente Lettura di bande perforate Sensibilità all'infrarosso

Caratteristiche elettriche degli elementi fotoconduttori usati nelle fotoresistenze Segor, distribuite in Italia dalla G.B.C.

lampada-cellule subisce una diminuzione minore del rendimento luminoso apparente, e ciò permette di utilizzare con vantaggio le lampade sotto alimentate.

I tubi fluorescenti hanno una radiazione infrarossa molto debole, ma delle curve di risonanza molto appuntite e di lunghezza d'onda variabile secondo le materie luminescenti utilizzate. Essi hanno anche delle radiazioni corrispondenti ai gas e ai vapori d'eccitazione (neon, argon, mercurio) e molte irregolari.

La visione ottica integra questi valori e la riproduzione dei colori è pertanto corretta.

Unità

Sembra utile richiamare qualche unità.

— La candela (cd) è l'intensità luminosa emessa normalmente da una superficie di platino di 1/60 cm^2 alla sua temperatura di solidificazione.

— Il lumen (lm) è il flusso luminoso emesso in un angolo solido unitario da una sorgente puntiforme, posta al vertice dell'angolo solido e avente una intensità luminosa di 1 candela.

— Il lux (lx) è l'illuminazione di una superficie che riceve normalmente, in modo uniforme, un flusso luminoso di 1 lumen per m^2.

Nei paesi anglo-sassoni si utilizza frequentemente:

— Il foot-candle, che vale 10,764 lux.

— Il lumen per square-foot, che vale 10,764 lumen.

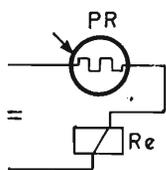



Fig. 3 - Circuito elementare di comando relé.

E' utile richiamare che 1 candela ad 1 cm produce una illuminazione di 10.000 lux, cosa che numerosi utilizzatori dimenticano e arrivano a saturare le loro cellule...

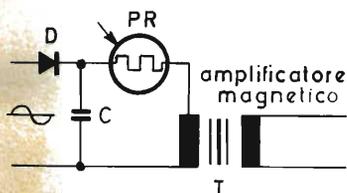



Fig. 4 - Aggiunta di un amplificatore magnetico.

Comando di relé

Il montaggio più semplice per comandare un relé si ottiene inserendo in serie al relé una fotoresistenza e alimentando il circuito ottenuto da una sorgente di

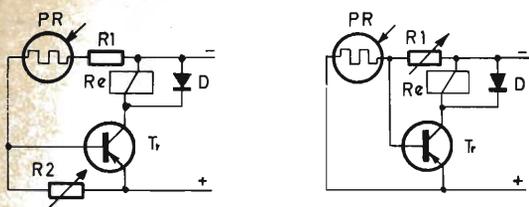



Fig. 5 - Circuiti transistorizzati, in a collegato all'illuminazione, in b collegato all'oscurità.

corrente (fig. 3). Questo montaggio esige l'impiego di cellule a forte dissipazione e di superficie sensibile grande, in modo da presentare all'illuminazione una piccola resistenza.

Invece di un relé è possibile anche comandare con una cellula, un amplificatore magnetico (fig. 4) per diverse manovre in corrente alternata.

La figura 5 presenta in (a) un montaggio transistorizzato di relé collegato al-

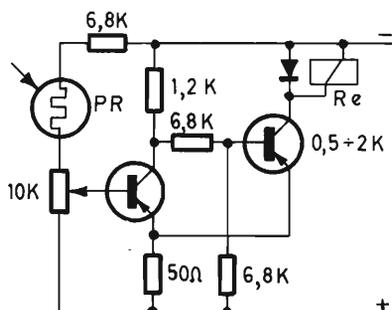



Fig. 6 a - Impiego d'un trigger di schmit, collegato all'illuminazione.

l'illuminazione e in (b) un relé collegato all'oscurità. E' così possibile comandare il relé con una cellula di piccola dimensione.

Gli schemi rappresentati in fig. 6 risolvono il problema elegantemente mediante un trigger di Schmitt: il montaggio (a) è collegato all'illuminazione e (b) all'oscurità; le soglie di funzionamento sono molto più regolari. I transistori funzionanti un regime di commutazione possono azionare dei relé più potenti; essi possono utilizzare delle fotoresistenze di pic-

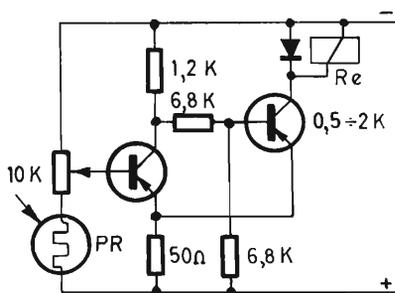



Fig. 6 b - Impiego d'un trigger di schmit, collegato all'oscurità.

colissime dimensioni con una resistenza all'illuminazione inferiore a 20.000 ohm. Questi montaggi si prestano molto bene ai comandi con cellule al Cd Se in infrarosso.

E' evidente che si possono utilizzare dei contatori al posto dei relé, soprattutto con il trigger di Schmitt.

Fotometria

Le fotoresistenze costituiscono l'elemento base di un certo numero di esposimetri. Esse sono frequentemente utilizzate per il comando automatico di diaframma delle macchine fotografiche e delle cineprese, data la loro potenza di dissipazione, permettendo l'eccitazione diretta delle alette che comandano i diaframmi.

Moduli

I moduli semplici, comportando una lampada a filamento di tungsteno e una o più fotoresistenze, permettano di risolvere numerosi problemi di commutazione, di misura, di controllo etc. Le variazioni d'illuminazione del bulbo, comunque comandate, fanno variare la resistenza della o delle fotoresistenze. Questo montaggio permette d'isolare quasi alla perfezione il circuito di comando dal circuito comandato. Se si realizza un tale montaggio utilizzando una guida-luce come una barra di plessiglass, è possibile ottenere degli isolamenti capaci di resistere a più kilovolt.

I moduli della serie CHS 66 (fig. 7) comportano dei bulbi a filamento di tungsteno di pochissimo consumo, dell'ordine da 10 a 300 mW, alimentati con la tensione nominale, inoltre hanno una o due cellule della stessa natura o di nature diverse.

La figura 8 mostra un esempio molto semplice di montaggio che può essere utilizzato, sia come fotoreostato, sia come foto-potenziometro. La figura 9 permette di realizzare un foto-potenziometro che reagisce alle variazioni complementari di due bulbi ad incandescenza.

Il primo montaggio può essere utilizzato in un amplificatore come regolatore di volume: il bulbo è eccitato da un circuito derivato alimentato dalla tensione da regolare, mentre la cellula agisce sull'amplificazione. Secondo i valori degli elementi, è possibile mantenere un livello costante di modulazione, oppure attenuarne soltanto i picchi.

Si osserva che i bulbi a filamento di tungsteno sotto alimentati e a pochissimo consumo possono seguire delle frequenze di modulazione dell'ordine di 3,5 kHz. Per

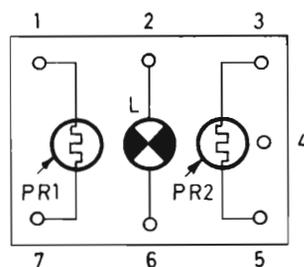



Fig. 7 - Schema base del modulo CHS 66.

ottenere una modulazione fonica, basta alimentare il bulbo mediante una sorgente continua alla quale si sovrappone la modulazione da trasmettere. Quando si

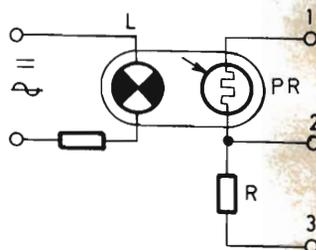



Fig. 8 - Fotoreostato o fotopotenziometro.

utilizzano questi montaggi è necessario impiegare una sorgente di corrente continua. Se la corrente è raddrizzata, bisogna assicurarsi che il filtraggio sia sufficiente affinché la modulazione sia senza influenza sul collegamento. In certi casi, con l'impiego delle cellule lente, è possibile alimentare i bulbi direttamente in alternata.

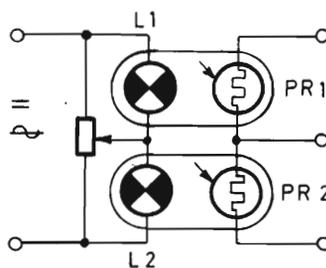



Fig. 9 - Fotopotenziometro complementare.

La figura 10 rappresenta un elemento derivato dal modulo e utilizzabile per i montaggi dei quadri di chiamata: una lampada L a filamento e una cellula PR

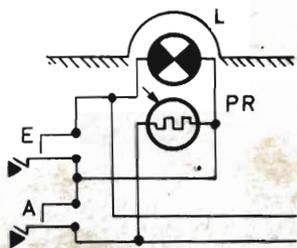



Fig. 10 - Circuito pratico per quadro di chiamata.

sono montate in serie alla tensione di alimentazione; ognuno degli elementi può essere corto-circuitato per mezzo di un pulsante. Se si preme il pulsante A (chiamata), la tensione è applicata al bulbo, che eccita la cellula PR; quando lo si rilascia, la cellula essendo conduttrice, il bulbo rimane acceso fino a quando premendo sul pulsante E si riporta l'insieme al suo stato di equilibrio che è quello di riposo. Si ha quindi una memoria.

Fig. 11 - Logica di funzionamento ciclico.

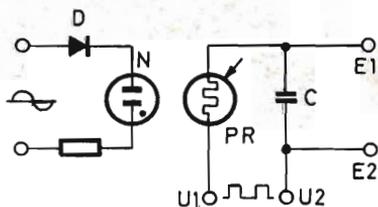



Fig. 12 - Esempio di un semplice disaccoppiatore.

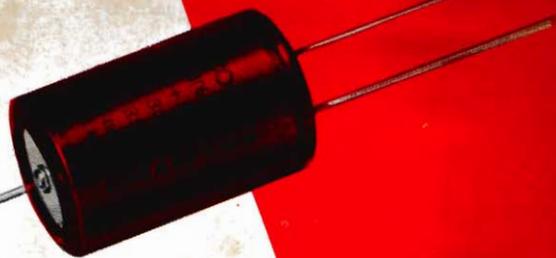
Insegna luminosa ed accensione progressiva

In questo montaggio, una serie di lampade si accendono progressivamente, poi si spengono quando l'ultima s'illumina.

Lo schema della fig. 11 rappresenta il montaggio più semplice. Appena viene data tensione, la lampada L_0 si accende attraverso la resistenza R. La luce prodotta da questa lampada eccita la cellula C_1 la cui resistenza diminuisce e permette l'accensione di L_2 e così via via fino a L_5 che eccitando C_6 e cortocircuitando L_0, produce lo spegnimento della prima lampada e l'estinzione dell'insieme.

A questo momento il tutto ritorna allo stato iniziale e il fenomeno si riproduce indefinitamente. In realtà, l'illuminazione dell'ambiente disturberebbe il funzionamento nella maggior parte dei casi. Per rimediare a questo inconveniente, si utilizzano due lampade di uguale consumo ma sotto tensioni diverse. La lampada a bassa tensione si trova incorporata in un blocco stagno alla luce.

Disaccoppiatori

Il più semplice dei disaccoppiatori o « choppers » è costituito da una coppia fotoresistenza-tubo al Neon. In generale il tubo è in serie con una resistenza R di protezione e un diodo D. Lo scopo di quest'ultimo è di modulare la fotoresistenza solo alla frequenza della sorgente eccitatrice. Una capacità di piccolo valore diminuisce le possibili variazioni del segnale da misurare, di forma quasi rettangolare, il quale è applicato ai morsetti E_1 e E_2.

Questo montaggio conviene soprattutto per effettuare misure di massima e di minima ma si presta poco per misure quantitative.

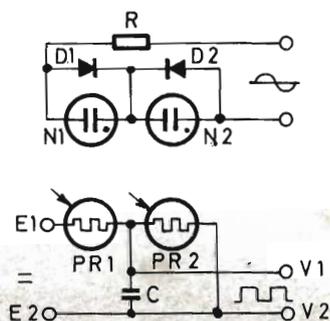



Fig. 13 - Disaccoppiatore del tipo push-pull.

E' possibile utilizzare in condizioni simili un bulbo con filamento metallico sotto alimentato, munito o non di un diodo. Un filtro blu migliora il rendimento di questo montaggio eliminando una parte degli infrarossi. I seguenti montaggi sono più perfezionati. Il primo (fig. 13) comprende due bulbi al neon N_1 e N_2 che fanno da sorgente eccitatrice; essi sono montati a va e viene per mezzo di due diodi D_1 e D_2 accoppiati con le fotoresistenze PR_1 e PR_2. Quando PR_1 è eccitato da N_1, la capacità C, in parallelo sull'ingresso di un amplificatore ad alta impedenza, si carica. Durante il semi-periodo successivo, PR_2 è eccitato da N_2 e cortocircuita praticamente la capacità. Il segnale d'entrata applicato ai morsetti E_1 e E_2 si ritrova diviso in U_1 e U_2. L'accoppiamento è sensibilmente rettangolare.

Il secondo montaggio (fig. 14) accoppia in push-pull un trasformatore di adattamento d'impedenza. La tensione entrante in E_1 e E_2 si applica al primario a presa centrale del trasformatore che dà al secondario una tensione meglio adattata all'impedenza dell'amplificatore.

Questi due montaggi possono essere utilizzati come demodulatori all'uscita dell'amplificatore dando una corrente continua di polarità uguale a quella di entrata.

Le fotoresistenze utilizzate sono in generale cellule al CdS per 50 Hz e ciò è dovuto alla loro piccola deriva di temperatura. Per frequenze dell'ordine di 400 Hz e quelle maggiori, è necessario utilizzare dei Cd Se, a condizione di lavorare a temperature le più stabili possibili.

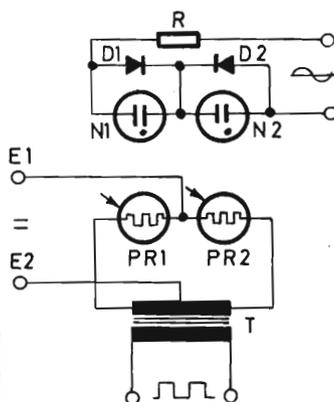



Fig. 14 - Aggiunta di un trasformatore di adattamento d'impedenza.

Moduli di commutazione

Partendo dalle cellule e dalle lampade al neon si possono realizzare dispositivi di commutazione il cui funzionamento può essere confrontato a quello di un relé o meglio ancora a quello di un circuito

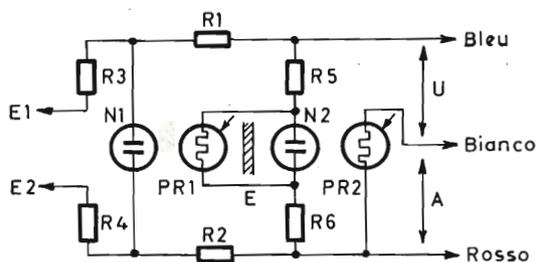



Fig. 15 - Modulo di commutazione a funzionamento in « tutto o niente ».

di Schmitt. Essi funzionano in « tutto o niente »: le soglie di funzionamento « lavoro-riposo » sono sensibilmente uguali.

La figura 15 rappresenta lo schema di un tale modulo. Un tubo al neon N_1 è alimentato a bassissima intensità attraverso due resistenze di protezione R_1 e R_2

che limitano la corrente nel bulbo. Questo neon è disposto contro una cellula PR_1 che shunta un secondo neon N_2. Questa prima cellula è quindi eccitata in per-

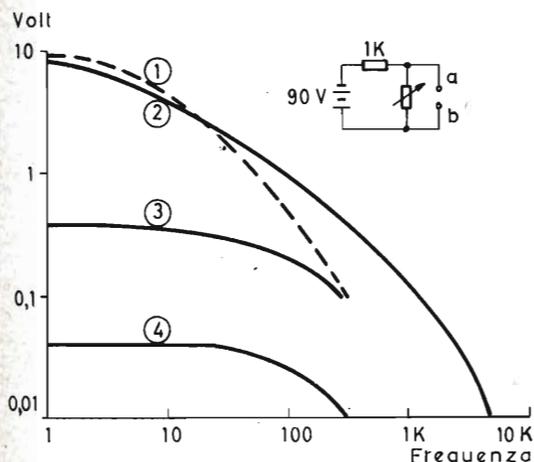



Fig. 16 - Risposta in frequenza delle fotocellule, tenendo conto d'una certa illuminazione dell'ambiente.

manenza, mentre N_2 rimane spenta. Quando si cortocircuita il primo neon, il secondo si accende e eccita una seconda fotoresistenza PR_2.

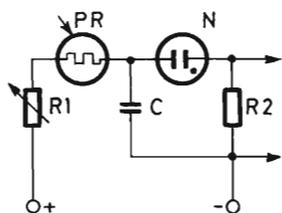



Fig. 17 - Esempio di generatore di frequenza musicale.

L'insieme è messo in una scatola di materia plastica e uno schermo stampato impedisce ai tubi al neon di agire da una cellula all'altra.

Dato il piccolissimo consumo dei tubi al neon non è possibile alimentarli da una sorgente continua a bassa tensione, per mezzo di un convertitore a transistori e ciò per utilizzare i moduli in un complesso di sicurezza funzionante a batteria.

Luce modulata

La risposta in luce modulata delle cellule dipende dalle impurità. Le cellule al CdS rispondono solo a delle frequenze molto basse; il loro rendimento diminuisce a partire da una diecina di hertz, poi cade molto rapidamente al di là di questo valore. Esso è solo il 50% a 75 Hz, mentre le cellule al Cd Se hanno un rendimento vicino all'unità per 150 Hz e del 50% ad 1 kHz.

Con cellule del primo tipo, si possono tagliare delle frequenze dell'ordine di 1.000 Hz. Con le seconde si possono tagliare i 10 kHz. La fig. 16 mostra che la sensibilità in luce modulata è anche funzione dell'illuminazione e della luce ambiente. Quest'ultima, spostando la soglia di funzionamento, agisce un po' alla maniera di una polarizzazione. Le curve sono state rilevate su una stessa cellula al CdS X 2B.

Si vede che è possibile immaginare di trasmettere delle parole e della musica mediante cellule al Cd Se con una fedeltà abbastanza buona. In effetti le frequenze elevate sono in generale modulate con piccola intensità. Si può ottenere allo stesso modo ogni trasmissione d'informazione in luce modulata, sia attraverso l'aria, sia per mezzo di guide-luce.

Generatore di frequenza musicale

In un classico oscillatore che utilizza un tubo al neon e un sistema RC, si può asservire la frequenza all'illuminazione di una cellula. Secondo i valori dei costituenti, è possibile coprire una gamma estesa partendo da qualche impulso per secondo a qualche migliaia di hertz.

Lo schema della figura 17 è dato a titolo d'esempio. In questo montaggio estremamente semplice, la carica di una

capacità C si effettua con una sorgente di tensione continua ben filtrata, compresa fra 100 e 250 V, attraverso una resistenza variabile, composta di un elemento regolabile R_1 e di una cellula PR. Quando il condensatore raggiunge una tensione sufficiente, esso si scarica attraverso il tubo al neon. Una piccola resistenza R_2, in serie con il neon, permette di raccogliere ai suoi morsetti una tensione che si può amplificare.

Questa resistenza deve essere sufficientemente piccola per non disturbare il regime di scarica delle capacità attraverso il neon. Si può sostituire questa resistenza col primario di un trasformatore di adattamento, a condizione, tuttavia che la sua impedenza d'entrata sia abbastanza ridotta.

Con una buona approssimazione la frequenza è data da:

$$F = \frac{10^9}{2 \pi RC}$$

C essendo data in manofarad, la resistenza R essendo la somma di R_1 e della R variabile della cellula. Se si desidera fare variare la frequenza in un campo molto largo, bisogna scegliere una PR con maggior pendenza. Si regolerà il valore della R_1 in modo tale che quando la cellula è eccitata al massimo, l'intensità attraverso il neon sia tra il 50 e il 100% del suo valore nominale se il complesso lavora solo raramente con una eccitazione molto forte.

Conclusione

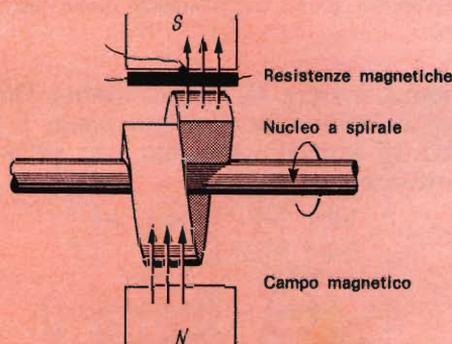
Questo rapido giro d'orizzonte mostra che gli impieghi delle fotoresistenze sono multipli e non si limitano esclusivamente alla realizzazione di sbarramenti, per dispositivi di conteggio e di fotometria.

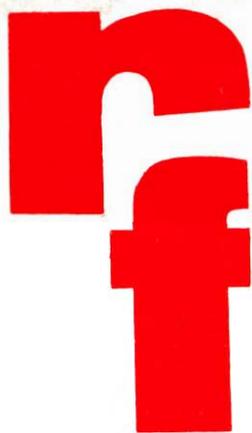
Il loro rendimento in ampere per lumen e la loro sensibilità alle illuminazioni deboli (meno di 10^{-6} lux) ne fanno dei componenti interessanti. La recente comparsa delle cellule al seleniuro di cadmio consente il loro impiego in infrarosso e anche la loro utilizzazione alle frequenze musicali.

Una interessante applicazione delle resistenze magnetiche è rappresentata in figura 1, ricavata da una pubblicazione della Siemens, in cui è stato realizzato un potenziometro senza contatto.

Consta di un asse su cui è fissato un nucleo a spirale che può ruotare fra le espansioni polari di un magnete permanente. Fissate ad una delle espansioni polari si trovano due magnetoresistenze; è evidente come alla rotazione dell'asse varierà, inversamente su di una rispetto all'altra il traferro e proporzionalmente il flusso abbracciato dalle due magnetoresistenze.

Di conseguenza aumenterà la resistenza ohmica di una e diminuirà quella dell'altra magnetoresistenza in funzione dell'angolo di rotazione.

Le due magnetoresistenze fanno parte di un ponte resistivo alimentato da una tensione esterna e si avrà realizzato un regolatore potenziometrico.

Nel dispositivo realizzato dalla Siemens la tensione massima ricavata al centro del ponte ammonta all'80% della tensione totale, l'errore di linearità è contenuto a meno dell'1%, la resistenza complessiva è di 500 ohm e la forza torcente è minore di 10 grammi centimetro.

IMPEDENZE E BOBINE

CARATTERISTICHE DEI COMPONENTI

Allo scopo di ottenere le migliori prestazioni dalle bobine r.f. impiegate, il tecnico deve conoscere le prestazioni ed i limiti. Scopo di questo articolo è di fornire una migliore conoscenza dei metodi di costruzione e delle applicazioni di questi componenti così comunemente usati.

Caratteristiche costruttive

Le induttanze per radiofrequenza possono essere costruite con varie disposizioni dell'avvolgimento, ciascuna delle quali presenta vantaggi dipendenti dalla particolare funzione nel circuito e dai componenti associati.

L'avvolgimento a solenoide è usato nel tipo più semplice di bobina (fig. 1 A); esso fornisce il minimo valore di induttanza realizzabile in un dato spazio. D'altra parte presenta un valore molto basso di capacità distribuita e consente un'eccellente dissipazione di calore dato che l'aria circola sull'intera superficie dell'avvolgimento. Come supporto può essere usato sia un nucleo di materiale magnetico sia del materiale non magnetico; nel primo caso il nucleo può essere regolabile per variare il valore dell'induttanza.

L'avvolgimento a più strati (fig. 1 B) realizza un apprezzabile incremento nel valore dell'induttanza rispetto al tipo precedente; le spire vengono avvolte a strati sovrapposti fino a raggiungere un certo numero prefissato. Questo tipo di avvolgimento va bene per le basse frequenze, mentre già alle frequenze audio più elevate l'effetto della notevole capacità parassita distribuita tra le spire può influire sul funzionamento del circuito limitandone la risposta in frequenza.

L'avvolgimento universale o a nido di ape fornisce un valore dell'induttanza per unità di volume occupato superiore a quello dell'avvolgimento solenoidale ma inferiore a quello multistrati; il suo vantaggio principale consiste nel minor valore della capacità distribuita; se poi l'avvolgimento viene diviso in più sezioni questo valore diminuisce ancora (è come collegare in serie più capacità). La resistenza ohmica della bobina generalmente aumenta poiché si richiede più filo per ottenere lo stesso valore dell'induttanza.

L'avvolgimento a nido d'ape va eseguito a macchina, mentre i tipi precedenti ad uno o più strati possono essere eseguiti anche a mano. I parametri fondamentali di progetto, come diametro del filo, diametro e larghezza dell'avvolgimento,

ecc. sono contenuti in un certo numero di formule che permettono di determinare i movimenti della macchina. Poiché il filo è trasportato da una parte all'altra del rocchetto man mano che questo ruota, è necessario un movimento regressivo o progressivo del filo in senso laterale ad ogni spira, in modo da ottenere un avvolgimento meccanicamente stabile (figure 1 C, 1 D, 1 E).

L'avvolgimento a nido d'ape progressivo è stato studiato per aumentare l'induttanza rispetto al tipo precedente. Viene ottenuto distribuendo l'avvolgimento a nido d'ape lungo il nucleo anziché su una sola larghezza di spira (fig. 1 F). Oltre al calcolo per realizzare il normale nido d'ape la macchina deve tenere conto del movimento progressivo lungo il nucleo usato.

L'avvolgimento con nucleo ad olla viene realizzato usando un nucleo di ferrite di forma particolare, tale che le induttanze prodotte sono altamente efficienti e presentano quasi tutti i vantaggi delle bobine toroidali poiché il flusso è quasi completamente racchiuso all'interno del materiale magnetico. La figura 2 mostra efficacemente i particolari di questo tipo di bobina.

Impedenza di blocco r.f.

Normalmente i dati sulle impedenze di blocco specificano il valore dell'induttanza ed il « Q » misurato ad una frequenza prefissata; inoltre viene dato il valore della frequenza di autorisonanza, utile a determinare la più corretta banda di lavoro. Altri dati comprendono di solito la resistenza ohmica dell'avvolgimento e la massima corrente continua sopportabile.

Di solito si scelgono bobine con una frequenza di risonanza in parallelo leggermente superiore alla massima frequenza presente nel circuito; in questa maniera si ottiene la massima impedenza con il massimo guadagno di tensione, e si evitano possibili cortocircuiti alla frequenza di risonanza in serie.

Sebbene una impedenza di blocco possa sembrare come una delle induttanze meno complesse, il suo comportamento può essere assai complicato. Per esempio consideriamo la figura 3, che mostra il comportamento di un elemento di questo tipo, di induttanza 260 μH misurati a 790 kHz, e frequenza di risonanza a 11,5 MHz. Le curve mostrano che avvicinando la frequenza di risonanza parallelamente la reattanza induttiva apparente X_p diviene molto più grande di X_L; il Q effettivo raggiunge un picco e poi cade a zero alla frequenza di risonanza. Ciò capita perché la resistenza apparente R_p aumenta più rapidamente di X_p. Le perdite aumentano con la frequenza a causa dello « skin effect » nel filo e del decremento nell'isolamento della bobina.

Come la frequenza di lavoro supera la frequenza di risonanza, la bobina di blocco presenta un elevato valore della reattanza capacitiva; l'impedenza diminuisce rapidamente fino alla prima frequenza di risonanza serie, che capita a circa 18,5 MHz, dove è dell'ordine di poche centinaia di ohm. La bobina di blocco è quasi inefficiente a questa frequenza e può essere bruciata da una corrente relativamente elevata. Man mano che la frequenza di lavoro aumenta si riscontrano alternativamente punti di risonanza serie e parallelo.

E' da notare che avvolgimenti di tipo diverso, capaci di fornire un identico valore di induttanza alla stessa frequenza di misura, presentano caratteristiche diverse per quanto riguarda l'andamento con la frequenza; perciò è importante determinare il comportamento dell'impedenza di blocco prima di sceglierne un dato tipo. Un esempio dei diversi comportamenti è fornito dalla figura 4. Per determinare i punti di risonanza può essere impiegato un oscillatore « grid dip »; le frequenze di risonanza parallelo sono quelle dove si ha l'assorbimento con i terminali della bobina aperti.

Influenza delle caratteristiche

In una applicazione dove una impedenza a r.f. si comporta come un carico senza alcun circuito accordato, la reattanza induttiva rappresenta (lavorando ben sotto la frequenza di risonanza) il valore reale del carico. L'oscillatore a cristallo di figura 5 A semplifica questo tipo di applicazione; poiché l'oscillatore per funzionare deve lavorare con carico induttivo, viene scelta una bobina di blocco con una

frequenza di risonanza parallelo almeno doppia della frequenza di lavoro.

Se invece la bobina è in parallelo con il circuito accordato del circuito, come in figura 5 B, va tenuto conto della gamma di frequenza. A frequenze inferiori a quella di risonanza, l'impedenza di blocco produce l'effetto di abbassare il valore dell'induttanza di accordo, cioè diventa in realtà parte del circuito oscillatore. Una buona regola pratica è di scegliere una bobina di blocco con reattanza induttiva circa cinque volte superiore a quella della bobina di accordo, in modo che vengono ridotti gli effetti di shunt sul circuito accordato.

Nel progetto di amplificatori di potenza a bassa frequenza (0,1 - 1 MHz), è possibile adottare valori relativamente bassi dell'induttanza per la bobina di blocco, ammesso che il Q sia abbastanza elevato da assicurare un basso valore della resistenza serie. Con una impedenza di blocco dell'ordine di 1 mH è possibile ri-

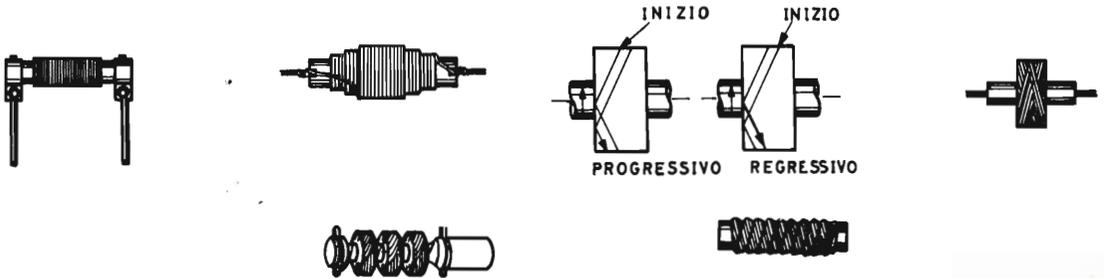



Fig. 1 - Vari tipi di avvolgimenti impiegati nella costruzione di bobine a r.f.

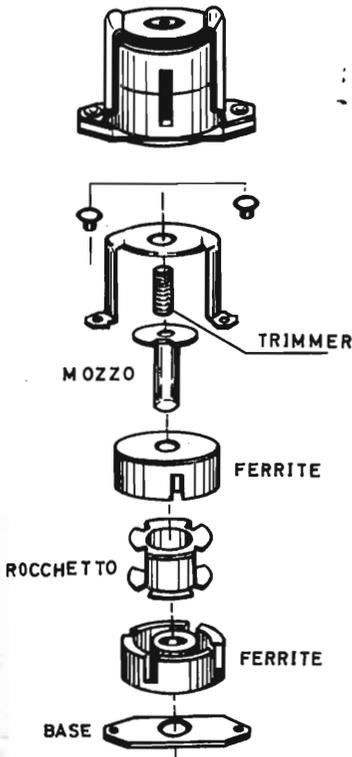



Fig. 2 - Vista esplosa di una bobina ad immersione con nucleo ad olla.

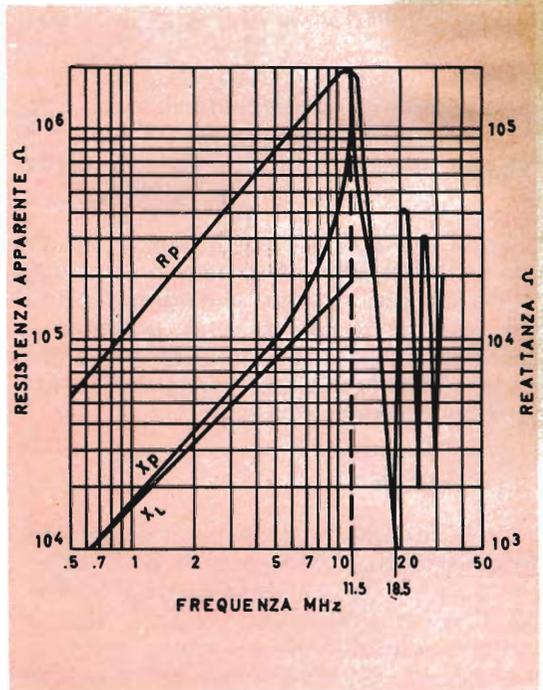



Fig. 3 - Comportamento dei vari parametri di una bobina al variare della frequenza: R_p = resistenza apparente, X_p = reattanza induttiva apparente, X_L = reattanza induttiva.

durre le perdite di potenza e coprire una gamma di frequenza relativamente larga. Per il funzionamento su una frequenza fissa, una bobina di blocco con frequenza di risonanza parallelo vicina alla frequenza di lavoro, presenta la massima impedenza e consente perciò il più elevato guadagno di tensione.

Per il funzionamento su una gamma ristretta, di estensione non più che doppia della frequenza minima, una bobina di blocco con frequenza di risonanza leggermente inferiore alla minima frequenza considerata, presenta un valore elevato della reattanza capacitiva. Ciò permette di minimizzare l'effetto dovuto all'aggiunta di una induttanza al circuito accordato, poiché in realtà si aggiunge una piccola capacità in parallelo al condensatore principale di sintonia.

Per il funzionamento su una gamma di frequenza assai estesa, una bobina di blocco con frequenza di risonanza a circa due terzi della frequenza massima fornisce una impedenza elevata su tutta la gamma.

Quando si usano impedenze di blocco sia all'ingresso che all'uscita di un circuito a valvole o a transistor, può capitare spesso la generazione di oscillazioni parassite a bassa frequenza. Per correggere questo effetto conviene cercare un minor valore dell'induttanza.

Se si usa una bobina di blocco con un nucleo di ferrite in un circuito a transistor di elevata potenza, la saturazione del nucleo può produrre un effetto simile a quello dell'oscillatore bloccato; per eliminarlo conviene ricorrere a nuclei in ferro polverizzato o in aria.

I tipi prodotti

Con il tempo si sono venute stabilendo delle norme per le bobine delle impedenze di blocco a radiofrequenza, che riguardano sia le caratteristiche fisiche che le caratteristiche elettriche della costruzione. La maggior parte dei tipi sono calcolati per una temperatura massima di lavoro che non deve superare i 90°, e per un sovraccarico che non deve superare più del 50% il valore nominale della corrente.

I più comuni tipi di bobine di produzione industriale sono quelli cilindrici rivestiti in resina epossidica; per essi è stato introdotto un codice dei colori del tutto simile a quello adottato per i resistori.

Abbastanza comuni stanno diventando anche i tipi di bobine con nucleo in ferrite ad olla; come abbiamo già detto il loro principale vantaggio è quello di avere una minima dispersione del campo magnetico.

Tutti i tecnici conoscono, per pratica quotidiana, l'importanza delle bobine con nucleo regolabile. In un circuito risonante dove è possibile variare l'induttanza della bobina regolando il nucleo, la necessità di un condensatore variabile può essere eliminata e si può usare un condensatore fisso di minori dimensioni. Poiché il valore di questa capacità è molto superiore a quello della capacità distribuita della bobina, un nucleo regolabile permette condizioni di progetto meno critiche, grazie ad un compromesso tra i valori dell'induttanza e del Q, le dimensioni e la stabilità.

Quando il parametro più importante da ottenere è un'ampia gamma di valori dell'induttanza, vengono usati nuclei ad alta permeabilità. Quando invece è più importante la stabilità si usano come nuclei materiali con minore permeabilità, per esempio materiali ceramici che sono elettricamente stabili entro una notevole gamma di temperatura. Gli effetti delle variazioni di temperature su bobine e con diversi tipi di nuclei sono visibili in figura 6.

La maggior parte delle bobine di comune produzione, come quelle per radio e TV, adottano supporti di carta impregnata con filettatura interna utile per la regolazione del nucleo.

Applicazioni secondo la frequenza

Bassa frequenza (10 kHz ÷ 100 kHz). In questa gamma valori di Q abbastanza elevati si ottengono con avvolgimenti in normale filo di rame. Nei casi dove circola una notevole corrente si può usare un filo « Litz » per aumentare il Q riducendo la resistenza serie. (Ricordiamo che il filo « Litz » è un conduttore particolar-

mente adatto per alte frequenze, costituito da una treccia di sottili trefoli di rame smaltato).

Se si usano bobine con nucleo a olla è possibile raggiungere valori di Q molto elevati, dell'ordine di 600 - 800.

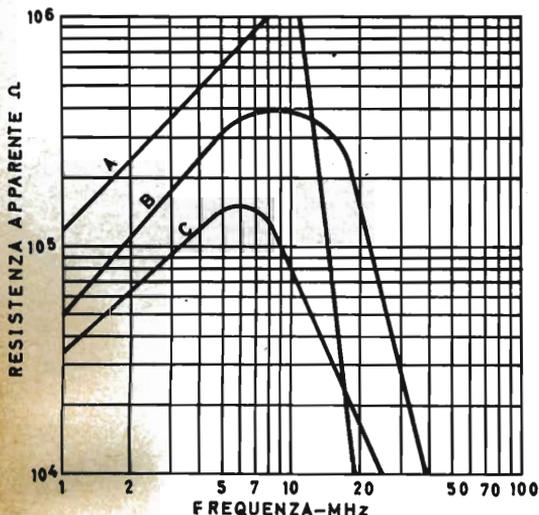



Fig. 4 - La resistenza apparente di tre bobine di induttanza uguale varia secondo il tipo di avvolgimento: **a** = avvolgimento a solenoide; **b** = avvolgimento a nido d'ape in aria; **c** = avvolgimento a nido d'ape con nucleo in ferro.

Media frequenza (100 kHz ÷ 3 MHz). Sono comprese in questa gamma numerose frequenze di interesse per le applicazioni radio; i valori pratici del Q raggiungonogiungono 50-100 impiegando ancora filo di rame compatto e nuclei regolabili in materiale polverizzato.

Solo nelle medie frequenze destinate a ricevitori radio di classe elevata (alta selettività e grande stabilità in temperatura) viene usato il filo Litz e materiale magnetico di qualità superiore. Tra questi tipi di materiali si possono annoverare

OSILLATORE A CRISTALLO

BOBINA r.f.

BOBINA r.f.

AMPLIFICATORE r.f.

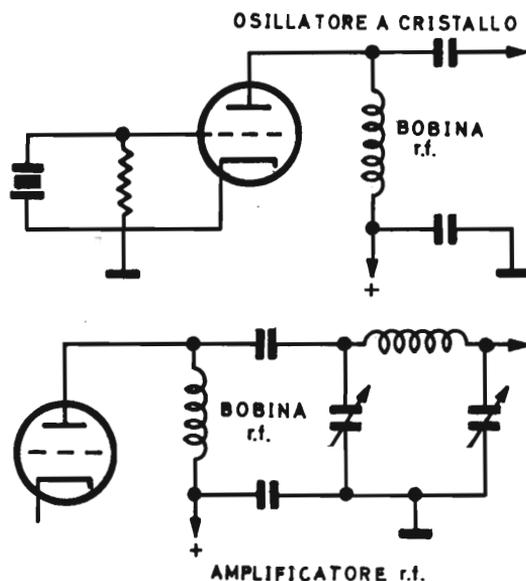



Fig. 5 - Due esempi di applicazione delle impedenze r.f.

anche diversi tipi di ferriti di recente produzione, molto stabili con la temperatura. In queste condizioni si raggiungono valori di Q elevati, alquanto superiori a 100.

Tutti i tipi di avvolgimento descritti all'inizio possono venire usati in questa

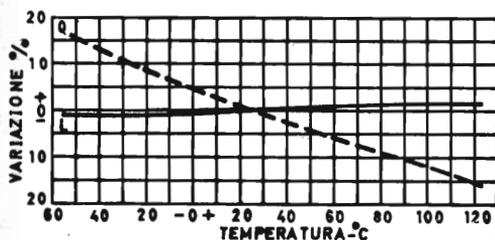
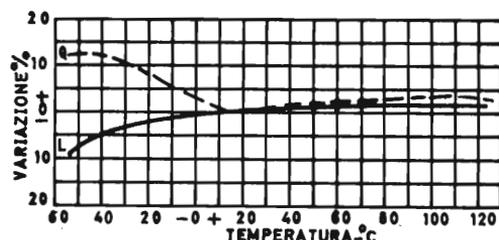



Fig. 6 - Variazioni nel « Q » e nell'induttanza secondo la temperatura per due bobine con nuclei di diverso tipo: **A** = nucleo in resina fenolica; **B** = nucleo in ferrite.

gamma di frequenze. L'uso di bobine con nuclei ad olla ad immersione consente di realizzare induttanze efficienti su tutta la gamma in questione, purché vengano usate insieme a condensatori compensati in temperatura.

Alta frequenza (3 MHz ÷ 300 MHz). Di solito si usano avvolgimenti a più sezioni con filo compatto; generalmente il Q della bobina aumenta con il crescere del diametro del filo. La scelta del materiale per il nucleo va fatta con cura al fine di minimizzare le perdite.

All'estremità superiore della gamma considerata un nucleo di ferro viene usato solo per la regolazione fine dell'induttanza, piuttosto che per ottenere ampie variazioni di valore; più comuni sono invece i nuclei in materiale non ferroso che permettono migliori regolazioni dell'induttanza.

La scelta accurata del materiale per il nucleo permette di ridurre le dimensioni e migliorare diversi parametri elettrici: diminuire il numero di spire necessario ad ottenere una certa induttanza ed aumentare quindi il Q, diminuire le perdite e la capacità distribuita.

Comunque l'optimum nel progetto di una bobina dipende sempre da un compromesso tra le dimensioni, la gamma di valori e la stabilità. Se il requisito più importante è una larga variazione di induttanza, conviene usare ferrite od altri materiali ad elevata permeabilità. Se è più importante la stabilità conviene usare materiali con permeabilità minore.

Conclusioni

Diamo un breve riassunto delle considerazioni da tenere presenti nella scelta delle bobine.

Funzione: oscillatore, circuito accordato, impedenza di blocco, ecc.

Gamma di frequenza: determina il valore dell'induttanza, la capacità distribuita ammissibile, il tipo di materiale per il nucleo.

Frequenza di risonanza: determina il limite superiore delle frequenze di lavoro.

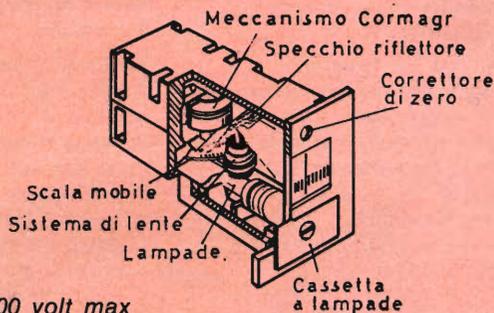
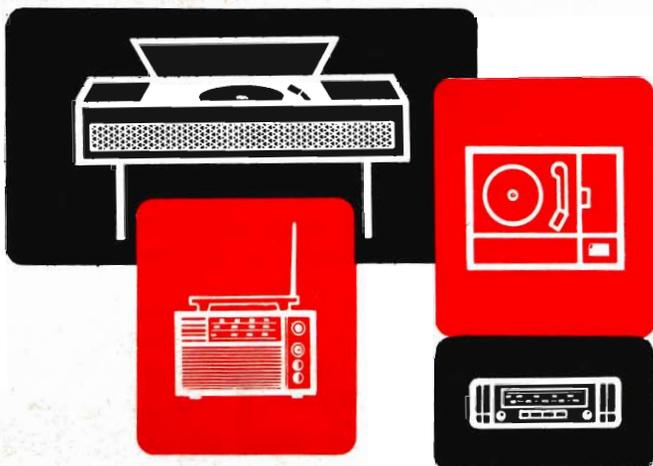
« Q »: dipende strettamente dalla qualità dei materiali impiegati e quindi dal costo del componente.

Resistenza in c.c.: deve essere più bassa possibile, compatibilmente con il materiale ed il costo, in quanto influisce notevolmente sulle prestazioni.

Tensione di picco a r.f.: per valori elevati conviene usare bobine a nido d'ape a più sezioni.

Questo apparecchio di misura a scala mobile proiettata si presenta sotto la forma di un galvanometro di 65 mm di larghezza. E' stato realizzato dalla Weston Instruments Inc. e permette di proiettare indicazioni su una larghezza della scala di 200 mm con una precisione molto grande e senza errore di parallasse.

Il sistema ottico proietta la scala luminosa mobile su una finestra di osservazione pulita. La graduazione si trova sullo stesso piano dell'immagine proiettata e ciò elimina ogni errore di parallasse. Tenendo conto della costituzione interna di questi indicatori, è possibile mettere più elementi vicini senza rischiare alcuna interferenza magnetica.

Nei principali modelli standard, si può disporre dei seguenti valori:
per la tensione da 0 a 50 volt min. e da 0 a 500 volt max
per la corrente da 0 a 5 μA min, e da 0 a 50 μA max
Nella figura si vede la costituzione interna dell'apparecchio.

IL MERCATO OFFRE

Sperando di fare cosa gradita ai lettori, abbiamo dedicato dello spazio ad alcuni prodotti radio, Hi-Fi e simili, reperibili sul mercato a prezzi indiscutibilmente eccezionali. La gamma dei prodotti che in queste pagine viene presentata, comprende: radiotransistor, complessi stereo, giradischi, casse acustiche, radiotelefoni e interfonici. Questi apparecchi sono disponibili, come vera occasione, presso tutti i punti di vendita dell'organizzazione G.B.C. in Italia, fino ad esaurimento.

RADIOTRANSISTOR

BROWNI

Radioricevitore portatile a transistor

per OM - 6 transistor
Antenna ferroxcube incorporata
Presa auricolare
Alimentazione: 1 pila da 9 V
Mobile in materiale stampato antiurto
Custodia in pelle
Dimensioni con custodia: 110x65x35

L. 3.200

ORION

Radioricevitore portatile a transistor

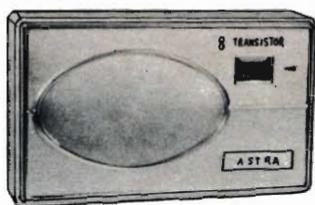
per OM-OC-FM - 8 transistor
Antenna ferroxcube incorporata per OM
Antenna telescopica per OC-FM
Presa per auricolare
Commutatore per OM-OC-FM
Alimentazione: 1 pila da 9 V
Mobile in materiale stampato antiurto
Custodia in pelle
Dimensioni con custodia: 120x85x35

L. 10.900

TRF 16

Radioricevitore portatile a transistor « Crown »

per AM-FM - 9 transistor
Antenna ferroxcube incorporata per AM
Antenna telescopica per FM
Presa per auricolare
Commutatore per AM-FM
Alimentazione: 1 pila da 9 V
Mobile in materiale stampato antiurto
Custodia in pelle
Dimensioni con custodia: 105x65x35

L. 11.500

ASTRA

Radioricevitore portatile a transistor

per OM - 8 transistor
Antenna ferroxcube incorporata
Presa per auricolare
Alimentazione: 4 pile stilo da 1,5 V
Mobile in materiale stampato antiurto
Custodia in pelle
Dimensioni con custodia: 145x85x40

L. 4.250

JERRY FM/515

Radioricevitore portatile a transistor « Akkord » per FM-OM-OC

9 transistor + 5 diodi
Antenna telescopica per FM-OC
Presa per auricolare
Mobile in materiale stampato - borsa in plastica
Alimentazione 6 V c.c. mediante 4 pile da 1,5 V
Dimensioni: 190x95x45

L. 14.500

AUTORADIO

AR/716

Autoradio e Radioricevitore portatile a transistor « Akkord »

per OM-FM
Antenna telescopica - Sintonia manuale
Selezione di gamma e sintonia automatica per FM a tastiera
Altoparlante ad alto rendimento acustico
Transistor impiegati: 11 + 3 diodi
Assorbimento: 60 mA
Potenza d'uscita: 2,5 W (con supporto)
Potenza d'uscita come portatile: 0,5 W
Impedenza d'uscita: 4,5 Ω
Alimentazione come portatile:
4 pile a stilo da 1,5 V
Dimensioni: 168x146x44
Tramutazione automatica da portatile in autoradio

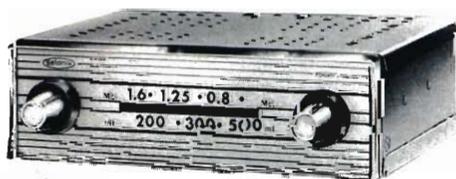
Completo di supporto

L. 27.500

MILLER

Autoradio a transistor « Selonix »

per OM
Interruttore - Controllo di volume
Altoparlante incorporato
Transistor impiegati: 6 + 2 diodi
Assorbimento: 0,65 A
Potenza d'uscita: 2 W
Impedenza d'uscita: 4 Ω
Alimentazione: 12 V cc
Negativo o positivo a massa
Dimensioni: 180x130x55

L. 13.500

REGISTRATORI

CORDER

Registratore « Selonix »
a due tracce
Apparecchio a transistor portatile in elegante mobile in materiale stampato antiurto
Indicatore ottico di livello
Controllo volume-tono. Ingressi per microfono dinamico, piezoelettrico e radio. Uscita radio
Bobina da 5"
Velocità 9,5 cm/s
Potenza: 1,4 W
Risposta di frequenza: 40 ÷ 8.000 Hz
Wow e flutter: 0,5%
Sensibilità microfono dinamico: 2 mV
microfono piezoelettrico: 60 mV
radio: 20 mV
Alimentazione:
12 V cc mediante 8 pile torcia da 1,5 V
Dimensioni: 275x244x83

L. 19.900

SEDDY

Registratore « Selonix »
a due tracce
Apparecchio a transistor portatile in elegante mobile in materiale stampato antiurto
Indicatore ottico di livello. Controllo volume tono.
Ingressi microfono dinamico, piezoelettrico e radio. Uscita radio
Bobina da 5"
Velocità: 9,5 cm/s
Potenza: 1,4 W
Risposta di frequenza: 40 ÷ 14.000 Hz
Wow e flutter: 0,4%
Sensibilità microfono dinamico: 2 mV
microfono piezoelettrico: 60 mV
radio: 20 mV
Alimentazione: 110 ÷ 220 V - 50 Hz
Dimensioni: 275x244x83

L. 18.500

FRA QUALCHE ANNO RIVEDREMO IN TV LE FINALI DI COPPA EUROPA A COLORI

La Coppa Europa delle Nazioni di calcio ha rappresentato per la RAI TV una tappa importante se non addirittura memorabile nella storia del suo sviluppo. Tutte le fasi della manifestazione infatti sono state riprese anche a colori; non soltanto per accontentare alcuni paesi che ne avevano inoltrato richiesta, ma soprattutto per poter dotare l'archivio di una adeguata documentazione in vista delle trasmissioni televisive a colori che fra qualche anno avranno inizio anche in Italia.

L'esperimento, a detta di tecnici, ha avuto esito pienamente favorevole.

IMPORTANTE PER I LETTORI

Nel numero 7 (luglio-agosto 1968) di « Sperimentare » ha inizio la pubblicazione di una nuovissima serie di tabelle comparative fra transistor: europei, americani e giapponesi.

Fate in modo di non perdere il primo numero, in vendita nelle edicole dal 20 giugno 1968.

STEREO

MADERA FV/18

Fonovaligia stereofonica a transistor
Giradischi a 4 velocità
Potenza d'uscita 4,4 W indistorti
(2,2 W per canale)
Controllo volume e tono
Alimentazione mista:
in c.c. con 6 pile da 1,5 V,
in c.a. con alimentatore incorporato
da 110 ÷ 220 V
2 altoparlanti elittici staccabili dal coperchio
Elegante mobile in legno ricoperto in tessuto
plastificato bicolore
Peso 8.000 g

L. 18.500

ACAPULCO FV/85

Complesso stereo « G.B.C. » Hi-Fi
Amplificatore Hi-Fi con potenza d'uscita 12 W
- 6 W per canale
Cambiadischi ELAC a 4 velocità
Controllo volume - toni bassi - alti e
bilanciamento
Prese per registratore - sintonizzatore e diffusori
acustici
Elegante mobile in legno pregiato
Alimentazione: 110 ÷ 220 V - 50 Hz
Dimensioni: 730x340x265

Senza diffusori L. 37.500

DIFFUSORI

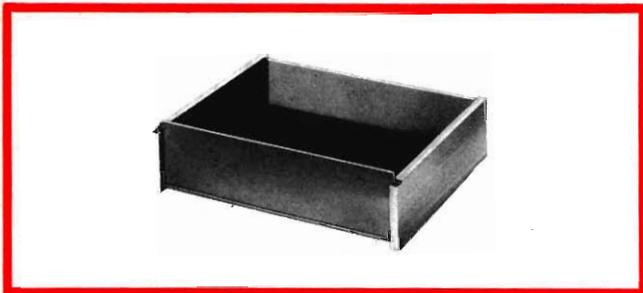
A/800

Diffusore « G.B.C. » HI-FI
Potenza nominale: 10 W
Campo di frequenza: 30 ÷ 15.000 Hz
Altoparlanti impiegati:
1 woofer A/449-2 - 1 tweeter A/450
Impedenza: 8 Ω
Dimensioni: 498x278x152

L. 9.900

A/801

Diffusore « G.B.C. » HI-FI
Potenza nominale: 10 W
Campo di frequenza: 30 ÷ 15.000 Hz
Altoparlanti impiegati:
1 woofer A/449-2 - 1 tweeter A/450
Impedenza: 8 Ω
Dimensioni: 600x345x152

L. 13.500

RA/970

Coperchio in plexiglass

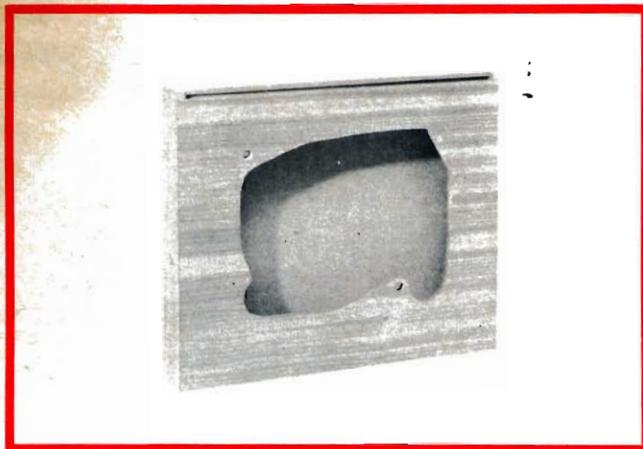
con pareti in legno teak e
superficie in plexiglass trasparente
serve per le basi RA/850 -
RA/870 - RA/880 - RA/890
Dimensioni: 450x375x110

L. 5.500

RA/400 160

Cambiadischi stereo « Elac »

4 velocità - motore sincrono a 2 poli
Braccio in polistirolo
Corredato di cartuccia tipo KST 106
Alimentazione: 110-220 V - 50 Hz
Dimensioni: 308x236
Altezza sopra la piastra: 110
Altezza sotto la piastra: 80

L. 11.900

RA/900

Base in legno teak

per giradischi Elac 160-161 e 191
Dimensioni: 420x345x100

L. 4.900

TORINO

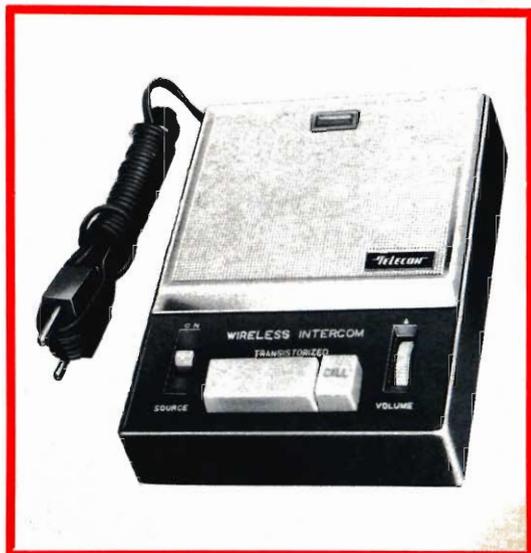
VIA NIZZA 34
10125 - TELEF. 655765

VIA CHIVASSO 8 - 10
10152 - TELEF. 280434

RADIOTELEFONO

WALCKIE - TALKIE JR 4

Radiotelefono portatile
a 4 transistor
Frequenza di emissione: 27 MHz
Potenza: 10 mW
Antenna telescopica: 1.000
Mobile in materiale stampato antiurto
Dimensioni: 200x65x55

L. 7.500 la coppia

INTERFONICO

TMC - 503

Interfono a onde convogliate «Telecon»
consente di creare posti di ascolto
e risposta tramite rete luce
Controllo volume - altoparlante interno
4 transistor + 1 diodo
Potenza d'uscita trasmettitore: 10 mW
Potenza d'uscita ricevitore: 100 mW
Frequenza: 90 ÷ 110 kHz
Alimentazione: 220 V - 50 Hz
Mobile in materiale stampato antiurto
Dimensioni: 170x130x40

L. 20.700 la coppia

La gamma dei transistor si è recentemente arricchita di tre nuovi transistor npn al silicio per trasmettitori portatili f.m. con una tensione di alimentazione di 13,8 V. Questi nuovi transistor sono il BLY 34 e il BLY 55, che sono adatti per stadi pilota e che tuttavia possono essere anche impiegati negli stadi di uscita di piccoli trasmettitori VHF, ed il transistor BLY 36 per l'impiego nello stadio di uscita di più potenti trasmettitori VHF. Tutti e tre i transistor hanno una f_T di 450 MHz.

Il BLY 34 ed il BLY 55 sono transistor di media potenza. Il BLY 34 nello stadio di uscita di un trasmettitore F. M. di bassa potenza, funzionante a 175 MHz, dà un guadagno di 8 dB ed una potenza di uscita di 3 W con un rendimento di circa l'80%.

L'involucro del BLY 34 è del tipo TO-39 mentre quello del BLY 55 e del BLY 36 è del tipo TO-60.

SERVIZIO SPECIALE

OLIMPIADI ED ELETTRONICA

In occasione delle prossime olimpiadi, il Messico ha realizzato un intenso programma di sviluppo delle proprie reti di telecomunicazioni, radio e TV. Il presente articolo vuole essere un breve rapporto su queste realizzazioni che hanno rapidamente portato, nel giro di due-tre anni, il Messico all'avanguardia del settore nell'intera America Latina.

Proprio in questi mesi viene completata in Messico la costruzione di una modernissima rete di telecomunicazioni; ora i tecnici preposti al funzionamento dei vari settori hanno ancora qualche mese di tempo per collaudare l'efficienza prima delle olimpiadi.

Naturalmente, l'occasione di questo importante avvenimento sportivo non è stato l'unico motivo per la realizzazione di una rete integrata di telecomunicazioni nell'intero paese, tuttavia essa è servita ad accelerare notevolmente i programmi precedenti.

La cartina mostra i principali centri collegati dalla nuova rete di telecomunicazioni.

Il complesso dei progetti, che hanno richiesto investimenti per quasi 400 miliardi di lire, fu studiato all'inizio del 1965 dal Ministero messicano delle telecomunicazioni e da allora è stato realizzato celermente.

Il sistema comprende:

— Un grande edificio centrale delle comunicazioni a Città del Messico.
— Una stazione per comunicazioni via satellite, dotata di un'antenna di 32 metri di diametro situata nella località di Tulancingo, a circa 80 miglia dalla capitale.
— Una rete nazionale di collegamenti a ponte radio coprente più di 1300 chilometri di linee, con più di 200 stazioni ripetitrici.
— Nuovi impianti telefonici, telegrafici e Telex, sia interni che per l'estero.

La rete di ponti radio a microonde fornisce per la prima volta un sistema di comunicazioni uniforme in tutto il paese; l'intero complesso garantisce inoltre al Messico collegamenti di qualità elevata con il Nord America, il Sud America e l'Europa.

Dal punto di vista tecnico è interessante notare che l'intera progettazione del sistema è stata opera di messicani, come pure lo sono la direzione dei lavori e dell'esercizio.

I ponti radio

I sei principali collegamenti a microonde convergono a Città del Messico dalle principali direzioni: costa atlantica, costa del Pacifico, confine nord e confine sud; la cartina mostra quali sono le più importanti città collegate.

Ciascun collegamento a microonde è previsto per portare un segnale video e quattro segnali audio; quest'ultima scelta è appropriata alle esigenze pratiche: infatti, come avviene per esempio nell'Eurovisione, molte compagnie usano un segnale video comune accompagnato da segnali audio separati, forniti dai singoli telecronisti.

Tutte le stazioni ripetitrici dei ponti a microonde sono munite di apparecchiature automatiche che segnalano immediatamente un qualsiasi guasto e quindi facilitano e rendono più rapido il servizio di riparazioni. Le apparecchiature usate sono di regola a stato solido; solo in pochi casi di stazioni molto distanziate vengono usati tubi ad onda viaggiante, per ottenere segnali più potenti.

Tutte le stazioni sono munite di antenne paraboliche, sia per la ricezione che per la trasmissione; in alcuni casi le antenne sono più di una per ciascun senso, e vengono commutate automaticamente, in modo da ottenere sempre il miglior segnale.

Il palazzo delle telecomunicazioni

Sul tetto di questo edificio di diciassette piani sono disposte numerose antenne paraboliche del diametro di quattro metri, usate come terminali delle linee a microonde.

Una di queste antenne è collegata con una stazione radar usata per il controllo del traffico aereo, posta a circa 15 miglia dalla città; in futuro, anche questa antenna potrà essere inserita nel sistema radio-telecomunicazioni.

Oltre a queste antenne di grandi dimensioni, che hanno una sistemazione stabile, sul tetto del centro telecomunicazioni sono state sistemate provvisoriamente numerose antenne più piccole, che consentiranno i collegamenti con le diverse aree delle manifestazioni olimpiche. Particolarità di queste antenne minori è quella di essere completamente protette contro gli agenti atmosferici, da speciali contenitori di plastica.

I piani inferiori del palazzo sono occupati da un'ampia varietà di apparecchiature atte ai servizi nazionali ed internazionali in TV, radio, telefono e telex. Contengono inoltre, apparecchiature di controllo per tutti gli impianti.

Le comunicazioni via satellite

Gli impianti di cui abbiamo parlato sopra, pur modernissimi, sono comunque di tipo convenzionale, mentre è eccezionale per le sue dimensioni l'antenna per comunicazioni spaziali; infatti, con i suoi 32 metri, è la più grande per usi esclusivamente commerciali. Le ragioni per dimensioni così ragguardevoli sono di ordine strettamente tecnico; data la posi-

zione geografica, l'angolo sotto cui dal Messico si può vedere il satellite è piuttosto piccolo e quindi si richiede un'antenna di grandi dimensioni, per avere un guadagno elevato e un sufficiente rapporto segnale-disturbo.

Questo per quanto riguarda la ricezione; per quanto concerne la trasmissione, un sistema di tubi ad onda viaggiante assicura una potenza emessa di 6-8 kW.

La località di Tulancingo ove è costruita l'antenna è stata scelta con molta cura, tenendo conto di fattori diversi: primo, la lontananza coi ponti a microonde, che lavorando su frequenze simili (5925 - 6425 MHz in trasmissione e 3700 - 4200 MHz in ricezione) potevano causare interferenze. Secondo, la località è in una zona poco soggetta a fenomeni sismici, mentre purtroppo Città del Messico lo è; inoltre, le condizioni atmosferiche medie sono veramente eccellenti durante tutto l'anno.

Programmi per le Olimpiadi

I servizi sulle Olimpiadi saranno trasmessi al mondo tramite la stazione di Tulancingo ed un satellite — probabilmente l'Intelsat 3 — che sarà lanciato proprio in quel periodo, il quale dovrà portare più di 40 canali video e centinaia di canali audio. Al momento attuale, tuttavia, non sono ancora stati definiti tutti i contratti con le compagnie interessate alle trasmissioni, per cui non si sa con esattezza quanti saranno i canali impiegati.

Praticamente, tutti i mezzi di comunicazione disponibili nel paese saranno usati per le Olimpiadi: dai ponti radio alle linee a cavo coassiale, alle comuni linee telefoniche; a questo proposito, si prevede che solo all'interno della capitale saranno circa 8000 linee telefoniche utilizzate per i collegamenti con i vari stadi. Tutte queste linee convergeranno al centro delle telecomunicazioni, e ciò può dare un'idea dei problemi di smistamento e di regia che dovranno essere affrontati.

Le maggiori compagnie radiotelevisive straniere si sono consociate in tre grandi gruppi, allo scopo di coordinare le trasmissioni e suddividere le spese; la American Broadcasting Corporation rappresenta il Nord America, l'Unione Europea di Radiodiffusione (in pratica, l'Eurovisione) rappresenta l'Europa Occidentale, mentre l'Europa Orientale è servita dall'Intervisione; sono poi presenti compagnie singole, giapponesi e sud americane.

Riflessi sull'industria elettronica

Sebbene solo poche delle più di venti società che hanno partecipato ai lavori siano messicane, è innegabile che un simile programma di costruzioni stia dando una spinta notevolissima all'industria elettronica locale. Questa affermazione è valida soprattutto se si considera che già diverse società straniere hanno deciso di aprire stabilimenti in Messico. Per esempio, la compagnia tedesca Siemens AG di Monaco ha già iniziato, in uno stabilimento vicino a Città del Messico, la produzione di telescriventi.

Inoltre, un programma così intenso di lavori, realizzato con il contributo essenziale delle più avanzate industrie straniere, ha consentito di qualificare numeroso personale, dai livelli dirigenti, ai quadri intermedi, fino ai tecnici addetti ai servizi ed alla manutenzione. Questo risultato è stato raggiunto grazie allo spirito di collaborazione che ha facilitato i rapporti tra le industrie ed il locale ministero responsabile.

Altro risultato notevole, che ha già cominciato a delinearsi negli ultimi mesi, è il « boom » dell'elettronica civile: la grande attesa per i giochi e l'estensione della rete di trasmittenti hanno fatto aumentare in maniera notevolissima le vendite dei televisori.

Le società che hanno lavorato al programma costituiscono un gruppo veramente formidabile: Nippon Electric, Matsushita, Hewlett-Packard, Siemens, Standard Electric, ITT, RCA, Thomson-Brandt, Telettra, Philips.

Naturalmente, quasi tutte queste società hanno accettato un investimento a lungo termine, che permette al Messico di suddividere l'investimento in parecchie annualità; inoltre, hanno stabilito rapporti di collaborazione che garantiranno notevoli sviluppi all'industria elettronica locale, che al momento attuale è forse la più importante dell'intera America Latina.

STADIO FINALE IN CLASSE B A BASSA DISTORSIONE

ALTA FEDELTA'

a cura di L. Biancoli

Uno dei luoghi comuni più frequenti che si incontrano negli articoli riferiti alle applicazioni nel campo dell'alta fedeltà consiste nel fatto che i suoni devono essere riprodotti con la minima distorsione possibile, vale a dire rispettando nel modo più completo la loro forma d'onda originale. Sappiamo anche che i tipi di distorsione che possono intervenire agli effetti dell'alterazione della forma d'onda dei segnali sono di varia natura, e che alcuni di essi derivano semplicemente da una errata progettazione dei valori in gioco nei diversi stadi amplificatori. In particolare, nei confronti degli stadi finali, ci si riferisce assai spesso alla distorsione dovuta alla ineguatezza del valore del carico di collettore, all'eventuale disadattamento tra l'impedenza del carico e l'impedenza di uscita degli stadi, nonché ad una eventuale errata ampiezza dei segnali di eccitazione. In questa particolare occasione, sulla scorta di una nota apparsa su Wireless World, ci occuperemo del modo col quale è possibile ottenere la minima distorsione in stadi di uscita a transistori funzionanti in classe B, soprattutto per quanto riguarda la cosidetta distorsione « cross-over ».

Da lungo tempo si discute in merito alla convenienza di adottare negli amplificatori di Bassa Frequenza stadi finali con o senza trasformatori di uscita, e — a giudicare dalle caratteristiche circuitali delle apparecchiature messe in commercio, sia in grandi, sia in piccole o medie produzioni — sembra che la scelta cada di preferenza sugli stadi finali senza trasformatore.

Se si considera che — in assenza di trasformatore — vengono meno tutti gli inconvenienti che questo componente comporta, vale a dire la diminuzione della larghezza della gamma di frequenze entro la quale il responso è lineare, le condizioni critiche di adattamento tra l'impedenza di uscita dello stadio e l'impedenza del trasduttore, la perdita di potenza, il flusso magnetico disperso, eccetera, è chiaro che questa soluzione presenta i maggiori vantaggi.

Indipendentemente da ciò, per un certo periodo di tempo i progettisti di amplificatori ad alta fedeltà funzionanti a transistori hanno avuto una possibilità di scelta limitata a tre tipi di circuiti di uscita funzionanti in classe B: in altre parole, la possibilità di scelta era tra:

— Uno stadio di uscita consistente in due transitori complementari ed accoppiati per quanto riguarda le caratteristiche intrinseche.

— Uno stadio di uscita costituito da due transistori assolutamente identici tra loro, collegati in cascata in serie, con un trasformatore di eccitazione del tipo a doppio secondario;

— Un circuito di uscita del tipo semi-complementare, costituito da transistori identici tra loro, collegati in serie ed in cascata, ma preceduti da transistori di pilotaggio a loro volta complementari tra loro.

Tutte e tre le soluzioni citate comportano delle difficoltà agli effetti della progettazione e della fabbricazione, tra le quali il più noto è la mancanza di simmetria da parte del circuito, che si abbina alla difficoltà di controllare adeguatamente le correnti di riposo di ciascun transistore. A ciò si aggiunge naturalmente un rendimento relativamente scarso nei confronti dei segnali a frequenza assai bassa.

Recentemente, è stato oggetto di studio un nuovo tipo di circuito di uscita, che — secondo l'opinione di chi lo ha ideato — pone rimedio ai suddetti problemi, e rende inotre possibile la realizzazione di un amplificatore di potenza a transistori avente prestazioni eccezionalmente elevate. In pratica, sebbene questa applicazione possa apparire relativamente complessa dal punto di vista circuitale, si tratta — come avremo occasione di constatare — di un'idea brillante, la cui adozione può rappresentare la soluzione ideale alle difficoltà che generalmente vengono incontrate in questo campo specifico.

Il circuito dello stadio finale in questione è illustrato alla **figura 1** in una versione leggermente modificata, ed è stato creato originalmente dalla AMC, per la realizzazione di un nuovo tipo di amplificatore di potenza.

Come è facile riscontrare osservando la citata figura 1, questo metodo di amplificazione non è altro in sostanza che un ulteriore sviluppo del circuito noto come semi-complementare, ad eccezione del fatto che ciascuna metà dello stadio funzionante in classe B contiene tre transistori direttamente accoppiati tra loro, anziché lo stadio di eccitazione convenzionale per l'amplificazione di tensione, seguito dal solito stadio finale.

I primi due transistori, e precisamente Tr1 e Tr2, sono dispositivi semi-conduttori di tipo complementare ed a bassa potenza: gli stadi intermedi, e precisamente Tr3 e Tr4 sono dispositivi semi-conduttori di media potenza, anch'essi di tipo complementare, mentre i due stadi finali propriamente detti sono due dispositivi semiconduttori assolutamente identici tra loro, ed aventi caratteristiche assolutamente simmetriche.

Uno dei motivi per i quali è stato creato questo tipo di circuito consiste nell'evitare la distorsione che normalmente si presenta nei circuiti semi-complementari, a causa della asimmetria della metà superiore ed inferiore dello stadio finale. Nel circuito di figura 1, ciascuna « terna » di transistori può essere considerata alla stessa stregua di uno stadio ad accoppiamento di emettitore, così come si può notare nello schema equivalente evidenziato alla **figura 2**.

Inoltre, ciascuno dei suddetti stadi ad accoppiamento di emettitore presenta la caratteristica convenzionale dei circuiti di questo tipo: vale a dire un valore elevato dell'impedenza d'ingresso, un valore assai ridotto all'impedenza di uscita, ed inoltre il fatto che la tensione che si sviluppa ai capi della resistenza di emettitore (e quindi l'intensità della corrente che percorre quest'ultima) segue le variazioni della tensione di base indipendentemente dalle caratteristiche del dispositivo attivo.

Perché le suddette condizioni sussistano, il guadagno globale dello stadio ad accoppiamento di emettitore deve essere naturalmente assai elevato, il che viene appunto assicurato dall'impiego di tre transistori anziché due, il cui guadagno di corrente totale si approssima al prodotto tra i singoli valori individuali del fattore « beta » dei tre stadi.

Le due unità rappresentate nei rettangoli tratteggiati alla figura 2 possono essere considerate alla stessa stregua di due sezioni indipendenti, che compiono la medesima funzione delle due parti simmetriche di uno stadio di uscita a transistori di tipo complementare, aventi un valore assai elevato del guadagno di cor-

rente. Tuttavia, questo tipo di circuito presenta un notevole vantaggio rispetto allo stadio a simmetria complementare, se si considerano le caratteristiche di funzionamento dal punto di vista della corrente di riposo, e gli effetti termici.

In teoria, in un amplificatore funzionante in classe B i due transistori dovrebbero essere polarizzati in modo tale che uno risulti completamente in stato di interdizione mentre l'altro conduce, e viceversa. Tuttavia, ciò non può essere rispettato

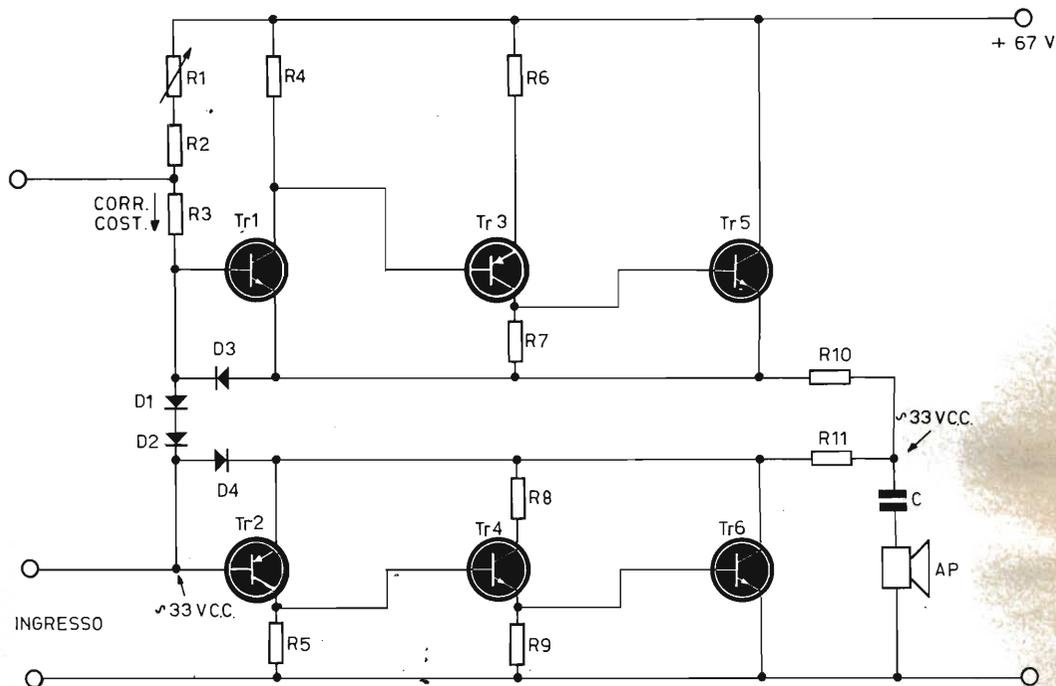



Fig. 1 - Circuito elettrico dello stadio finale in classe B a bassa distorsione, costituito da due serie di tre transistori ciascuna. I primi due stadi sono simmetrici nelle due sezioni, e sono costituiti da transistori di tipo complementare. Lo stadio finale vero e proprio è invece costituito da due transistori del tipo « n-p-n », collegati in serie tra loro. In corrispondenza del punto centrale del circuito in serie costituito dai due stadi finali propriamente detti, viene derivato il segnale di uscita da applicare all'altoparlante.

ELENCO DEI VALORI

RESISTENZE	CONDENSATORI	TRANSISTOR
R1 = 22.000 ohm	C = 2.000 μF, 150 VL	Tr1 = AC127
R2 = 1.000 ohm		Tr2 = AC128
R3 = 4.700 ohm		Tr3 = AC128
R4 = 1.000 ohm		Tr4 = AC127
R5 = 1.000 ohm	**DIODI**	Tr5 = 2N3055
R6 = 10 ohm		Tr6 = 2N3055
R7 = 68 ohm	D1 = 1S920	
R8 = 10 ohm	D2 = 1S920	
R9 = 68 ohm	D3 = 1S920	
R10 = 0,3 ohm	D4 = 1S920	
R11 = 0,3 ohm		

nel vero senso della parola, in quanto determinerebbe una apprezzabile distorsione del tipo « cross-over ». Infatti, è necessario applicare una debole polarizzazione in senso diretto ai transistori, per ottenere una corrente di riposo di intensità apprezzabile, tale cioè da ridurre al minimo la suddetta distorsione.

L'intensità necessaria della corrente di riposo, ossia della corrente che scorre nei singoli stadi in assenza di segnali di eccitazione, deve avere un valore piuttosto costante; tuttavia, in numerosi tipi di circuiti di amplificatori di potenza ciò è difficile da ottenere, in quanto il valore della corrente di riposo dipende dalla temperatura alla quale viene portata la giunzione tra base ed emettitore dei transistori di potenza; questo — a sua volta — varia da momento a momento a causa delle variazioni della potenza elettrica dei segnali acustici, ed inoltre a seconda delle costanti di tempo e dell'immagazzinamento termico.

Nel circuito al quale ci riferiamo, la tensione che si sviluppa ai capi delle resistenze aventi il valore di 0,3 ohm (R10 ed R11) a causa del passaggio della corrente di riposo viene confrontata con una tensione fissa di riferimento in corrispondenza delle giunzioni tra base ed emettitore in Tr1 e Tr2. Dal momento che le suddette giunzioni funzionano con una dissipazione di potenza notevolmente ridotta, si verificano variazioni di temperatura che possono essere considerate assolutamente trascurabili, a seguito delle variazioni della potenza del segnale acustico in gioco. Peraltro, le eventuali variazioni della temperatura ambiente vengono compensate con notevole precisione a causa delle medesime variazioni di temperatura che si verificano internamente ai diodi D1 e D2, i quali provvedono a fornire la tensione di riferimento. Di conseguenza, le due sezioni simmetriche possono essere considerate come equivalenti ad una coppia complementare, provviste di giunzioni base-emettitore termicamente isolate.

Gli altri due diodi, D3 e D4, non sono altro che dispositivi limitatori, che impediscono ai transistori di uscita di superare i limiti di corrente per i quali essi sono stati progettati. Tuttavia, nell'eventualità che in una delle due sezioni simmetriche del circuito di amplificazione finale funzionanti in classe B la corrente che scorre attraverso la resistenza avente il valore di 0,3 ohm tentasse di superare il limite superiore di sicurezza (pari approssimativamente a 3 ampère), l'aumento della caduta di tensione che si presenterebbe ai capi della suddetta resistenza porterebbe in stato di conduzione il diodo corrispondente: ciò impedirebbe al transistore relativo (Tr1 oppure Tr2) di condurre una corrente di maggiore intensità a causa delle caratteristiche dinamiche del segnale applicato all'ingresso.

Come è facile riscontrare, questo circuito presenta quindi le massime caratteristiche di simmetria, oltre a determinare un efficacissimo effetto di limitazione per le eventuali variazioni di intensità della corrente di uscita in entrambe le direzioni.

Sempre in riferimento al circuito elettrico illustrato alla figura 1, possiamo notare che il segnale elaborato dagli stadi precedenti, ossia dai vari stadi amplificatori di tensione che precedono lo stadio finale, viene applicato direttamente alla base del transistore Tr2, il quale costituisce uno stadio perfettamente simmetrico a quello costituito dal transistore Tr1: questi due transistori sono di tipo complementare, in quanto Tr1 è del tipo « p-n-p », mentre Tr2 è del tipo « n-p-n ». Entrambi — inoltre — presentano un diodo (D3 e D4) collegato in modo perfettamente simmetrico tra l'emettitore e la base.

I due stadi sono uniti indirettamente tra loro, in quanto le due basi sono collegate tramite i diodi D1 e D2, in serie tra loro. Questi diodi fanno parte di un circuito complesso in serie, costituito da R1, R2, R3, e dai componenti successivi; R1 è però una resistenza semifissa, il cui valore deve essere regolato fino ad ottenere l'intensità voluta della corrente di riposo, ossia della corrente che scorre at-

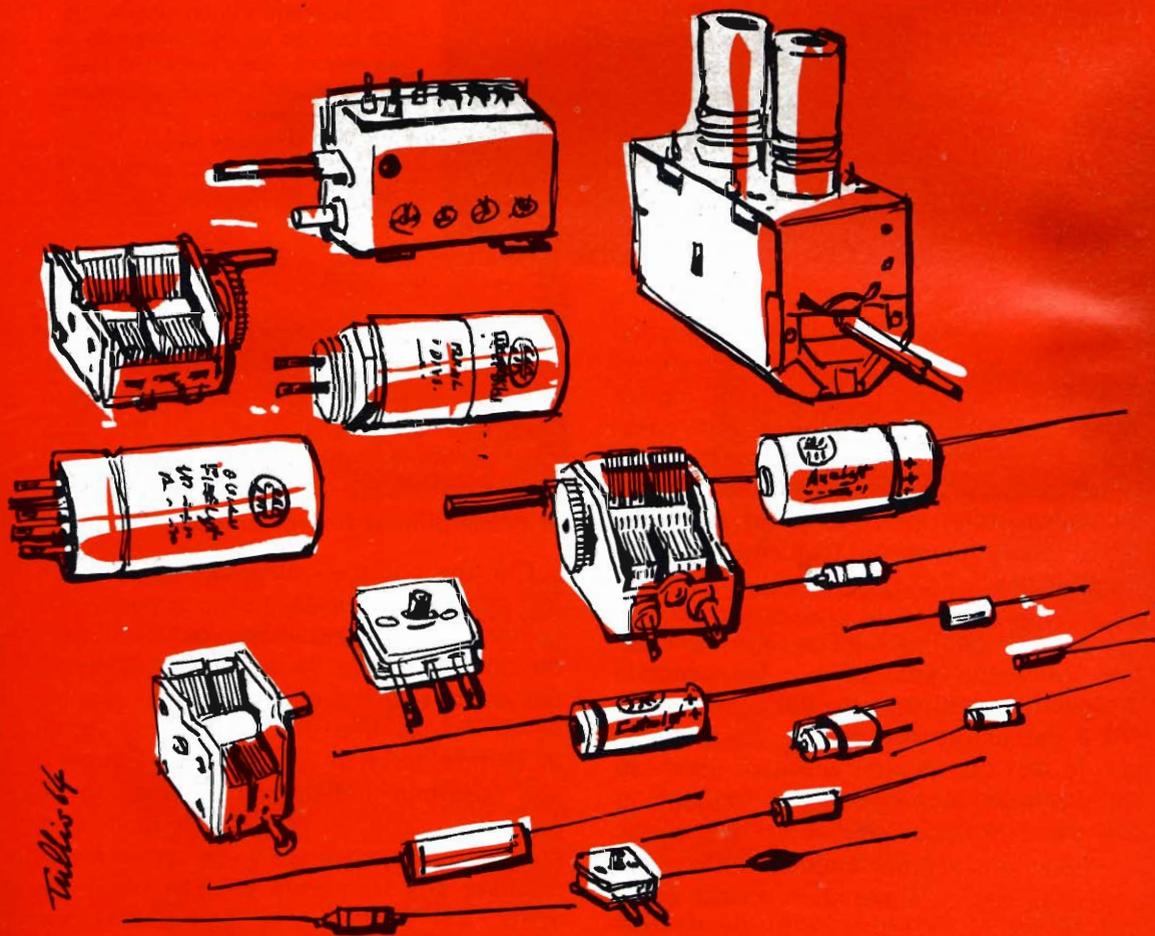
traverso i suddetti due stadi, in assenza di segnale di ingresso.

Alle basi di Tr3 e Tr4, anch'essi transistori simmetrici e complementari, in quanto il primo è del tipo « p-n-p » mentre il secondo è del tipo « n-p-n », vengono applicati i segnali disponibili sui collettori dei due transistori precedenti. E' inoltre facile riscontrare che i due circuiti base-collettore di Tr3 e Tr4 vengono a trovarsi esattamente in parallelo alle due resistenze interne totali dei due primi stadi, ossia ai circuiti compresi tra l'emettitore ed il collettore.

Fig. 2 - Circuito equivalente delle due sezioni (A e B) semisimmetriche di amplificazione, di cui al circuito di figura 1. In pratica, le due sezioni si comportano alla stessa stregua di un singolo stadio del tipo ad accoppiamento di emettitore, col vantaggio però che lo stadio finale propriamente detto presenta un guadagno di corrente talmente elevato da apportare una vera e propria amplificazione di potenza.

I segnali applicati infine alle basi dei due transistori finali, Tr5 e Tr6 vengono prelevati rispettivamente dal collettore di Tr3 e dall'emettitore di Tr4: ciò significa che le fasi dei segnali applicati sono tali da eliminare la necessità di impiego di due transistori complementari anche dallo stadio finale propriamente detto.

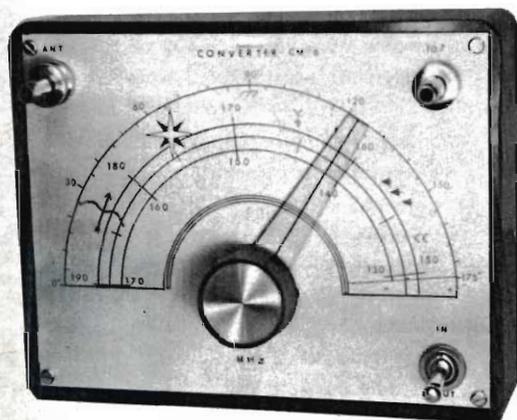
Il carico di uscita è costituito da due resistenze di eguale valore, R10 ed R11, che si trovano rispettivamente nel circuito di emettitore di Tr5 e di collettore di Tr6. Dal punto di unione delle suddette due resistenze, entrambe del valore di 0,2 ohm viene prelevato il segnale di uscita che — tramite una capacità del valore di 2 000 microfarad — viene applicato direttamente alla bobina mobile dell'altoparlante.

La tabella pubblicata riporta l'elenco dei valori esatti dei vari componenti in gioco riferiti ai transistori impiegati per la realizzazione del circuito descritto. Ciò non toglie tuttavia che i suddetti valori possono essere variati, impiegando transistori di diverso tipo, oppure per ottenere particolari condizioni di adattamento di questo stesso circuito ad un circuito di preamplificazione di diversa natura.

Ciò che conta — tuttavia — è che, effettuando un'accurata messa a punto con la necessaria attrezzatura, ossia valutando con esattezza la massima ampiezza del segnale di ingresso applicato alla base di Tr2, al fine di ottenere nel punto di unione tra R10 ed R11 un segnale il più possibile indistorto, è assai facile riscontrare che — con l'impiego di questo circuito particolare — si ottiene una risposta alla frequenza più che soddisfacente, col vantaggio di una distorsione talmente ridotta da rendere sotto un certo aspetto addirittura inutile l'impiego di circuiti di controreazione.

In altre parole, con l'impiego di un circuito di questo tipo è più facile sfruttare in modo più completo la potenza di uscita consentita dai transistori impiegati per la realizzazione dello stadio finale.

CONVERTITORE 190 - 130 MHz

REALIZZAZIONI SPERIMENTALI

Un semplice apparecchio che collegato ad un ricevitore ad onde corte permette di ricevere le interessanti gamme delle comunicazioni speciali.

Le frequenze più elevate di 120 MHz presentano un interesse particolare per il genere « insolito » delle emissioni che vi avvengono.

Su queste frequenze, infatti, trasmettono la polizia stradale e la vigilanza urbana, trasmettono i pompieri, i radiotaxi, i servizi di emergenza, vi sono ponti radio (banche, industrie, ecc.) nonché le comunicazioni di aerei in fase di atterraggio.

Fra le varie soluzioni possibili per ricevere queste gamme, ossia l'impiego di apparecchi a superreazione, l'uso di apparecchi appositamente studiati e realizzati per tali gamme, oppure l'adozione di convertitori da adattare a ricevitori già esistenti, quest'ultima è la soluzione che con minor spesa fornisce i migliori risultati.

Il piccolo convertitore a due transistor che qui descriviamo è adatto per essere collegato ad un qualsiasi ricevitore sintonizzato sulle onde corte di 28 metri ed è provvisto di una demoltiplica propria che consente una sintonia accurata.

Descrizione del circuito

L'apparecchio, che è rappresentato nella figura sotto il titolo, ha il circuito elettrico riportato nella fig. 1.

Da esso si vede che è di tipo classico e impiega due transistor Q1-Q2 (2 x AF139), il primo dei quali amplifica con base a massa, mentre il secondo oscilla e mescola il proprio segnale locale con quello in arrivo.

L'impedenza di entrata è di circa 75 Ω ed il guadagno di 20 dB.

La larghezza di banda è di ± 200 kHz; l'alimentazione viene effettuata mediante

la batteria B1 a 9 V e la gamma ricevuta s'estende da 190-130 MHz, grazie alla ricezione sia della fondamentale che dell'immagine.

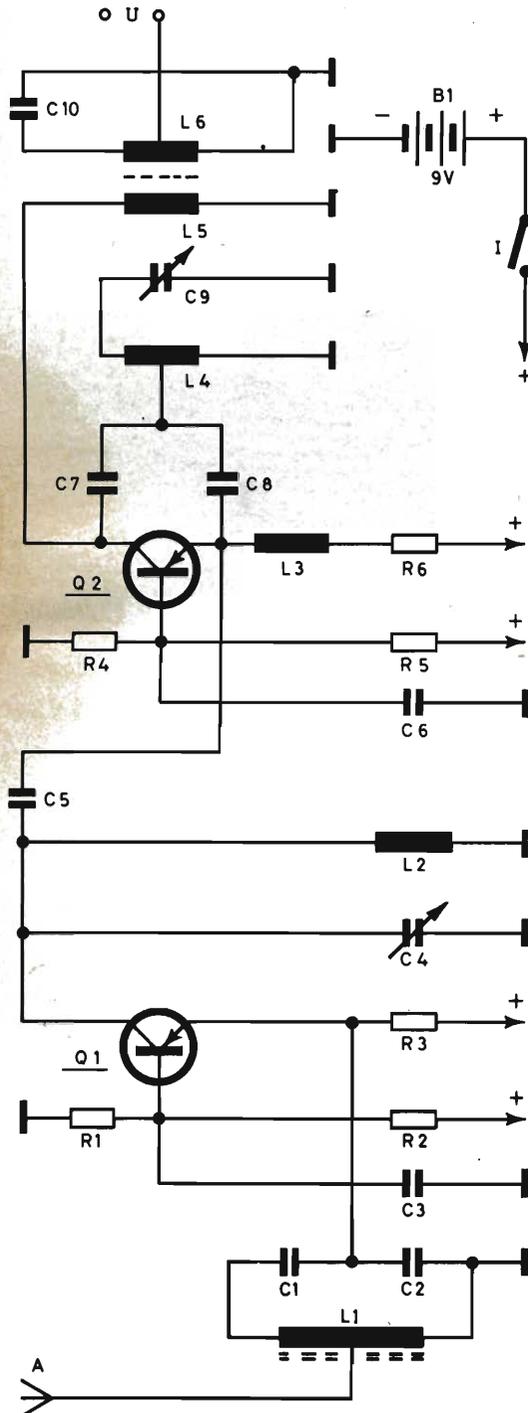



Fig. 1 - Schema del convertitore.

ELENCO DEI COMPONENTI

Sigla	Descrizione	N. G.B.C.
R1	resistenze 10.000 Ω - ½ W	DR/32
R2	resistenze 2.200 Ω - ½ W	DR/32
R3	resistenze 680 Ω - ½ W	DR/32
R4	resistenze 15.000 Ω - ½ W	DR/32
R5	resistenze 2.700 Ω - ½ W	DR/32
R6	resistenze 1.000 Ω - ½ W	DR/32
C1	condensatore ceramico 4,7 pF	B/1
C2	condensatore ceramico 5,6 pF	B/1
C3-C6	condensatore ceramico 680 pF	B/2
C4-C9	condensatore variabile con demoltiplica	O/176
C5	condensatore ceramico 2,2 pF	B/1
C7	condensatore ceramico 100 pF	B/1-8
C8	condensatore ceramico 3,3 pF	B/1
C10	condensatore ceramico 47 pF	B/1-2
B1	batteria miniatura Hellesens 9 V	I/762
I	interruttore unipolare	GL/1360
Q1-Q2	transistor AF139	—
L1	supporto in ferroxcube	O/603-9
L2-L4	vedi testo	—
L5-L6	supporto per bobina A.F. nucleo	O/679 O/622-6
L3	impedenza A.F. 2 mH	O/470
—	custodia in bachelite « Keystone »	O/946-1

Costruzione

L'apparecchio è realizzato sul pannello della scatola « Keystone » che ha dimensioni di 134 x 173 x 59 mm.; il piano di foratura del pannello è riportato nella fig. 2. In questa figura non sono riportate le quote relative ai quattro fori posti agli angoli (contrassegnati con la lettera A) perché sono già presenti sul pannello stesso.

Così pure non sono riportate le quote relative ai fori che servono a sostenere il condensatore variabile C4-C9, perché per ottenere una perfetta sistemazione occorre rilevare direttamente dal condensatore, mediante una mascherina di carta trasparente, l'esatta posizione dei fori e riportarla sul pannello.

La bobina L2 consta di tre spire spaziate di filo nudo da 1 mm. di rame argentato, avvolte su un mandrino di 8 mm.

L4 consta invece di 4 spire spaziate (la presa è alla terza spira partendo da zero) di filo nudo da 1 mm di rame argentato, avvolte su un mandrino di 7 mm di diametro. La spaziatura viene regolata al momento della taratura ed è in genere di circa 1 mm fra spira e spira per L4 e 1,5 mm fra spira e spira per L2. Il trasformatore d'uscita composto da L5-L6 è costituito da due avvolgimenti montati affiancati fra loro e costituiti rispettivamente da 20 e 28 spire di filo smaltato da 0,25 mm.

Su L6, alla sesta spira a partire dallo zero, è ricavata la presa per l'uscita U. La bobina L1 è realizzata con 4 spire di filo di 0,2 mm. smaltato (con presa al centro) avvolte su apposito nucleo.

Taratura e messa a punto

Terminato il montaggio occorre verificare per prima cosa se Q2 oscilla regolarmente. Allo scopo si inserirà un milliamperometro in serie alla batteria B1 e si proverà a controllare se la corrente assorbita diminuisce notevolmente mettendo a massa il collettore. Le oscillazioni devono sussistere sia a variabile tutto aperto che tutto chiuso, senza presentare brusche interruzioni che indicherebbero dei « buchi » dovuti ad assorbimenti nocivi fra circuiti.

L'oscillatore locale deve funzionare ad una frequenza di 10,7 MHz più elevata delle frequenze in arrivo. Queste ultime essendo previste in fondamentale per la gamma da 170 a 130 MHz, occorre che l'oscillatore locale funzioni da 140,7 a 180,7 MHz. Sulla scala del converter, come visibile nella figura del titolo, le frequenze sono state arrotondate a cifre intere e si ha così un campo di ricezione in fondamentale indicato come estendentesi da 130 a 170 MHz (ricezione su immagine da 150 a 190 MHz). Effettivamente, la reiezione d'immagine, è tale da non impedire una discreta ricezione anche in corrispondenza delle frequenze più elevate.

Effettuata la messa a punto dell'oscillatore, si passerà poi alla messa a punto ed alla taratura dello stadio relativo a Q1, che va portato in gamma per un massimo di uscita. Allo scopo, non disponendo di una attrezzatura adatta, si potrà collegare il convertitore ad un ricevitore ad onde corte sintonizzando quest'ultimo su 10,7 MHz (circa 28 m.) provando ad allargare ed avvicinare le spire di L2 per il massimo di ricezione.

Per evitare operazioni troppo laboriose, si può anche ottenere lo stesso risultato, in sede di prova, introducendo in L2 provvisoriamente dei tondini di ottone, oppure di ferrite, osservando se la ricezione aumenta nell'uno o nell'altro caso. Se aumenta con nucleo di ottone, significa che L2 è abbondante e quindi la spaziatura va aumentata; invece se aumenta quando è presente il nucleo di ferrite, ciò significa che L2 è scarsa e va realizzata con spire più serrate.

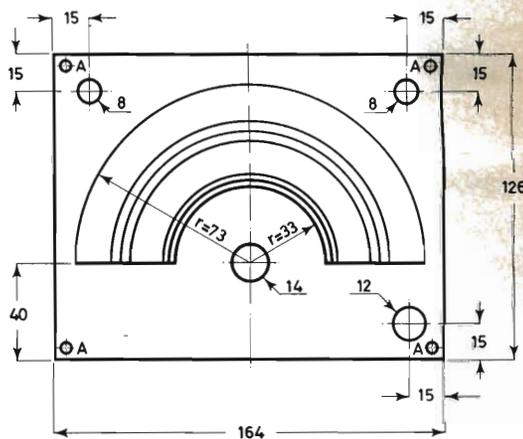



Fig. 2 - Il pannello del convertitore.

Terminata la taratura e la messa a punto, si potranno ricevere tutte le interessanti emissioni presenti nelle gamme suindicate, usando come antenna sia degli spezzoni di filo che efficienti sistemi esterni direzionali. La larghezza di banda propria di questo convertitore consente di ricevere tutte le stazioni sia in modulazione di ampiezza che in modulazione di frequenza.

Il ritocco fine di sintonia, data la notevole gamma esplorata direttamente da C4-C9, può essere effettuato direttamente agendo sulla manopola apposita del ricevitore. Il consumo del convertitore è inferiore a 10 mA, e quindi la batteria B1 ha una durata molto lunga.

EFFETTO

EFFETTO

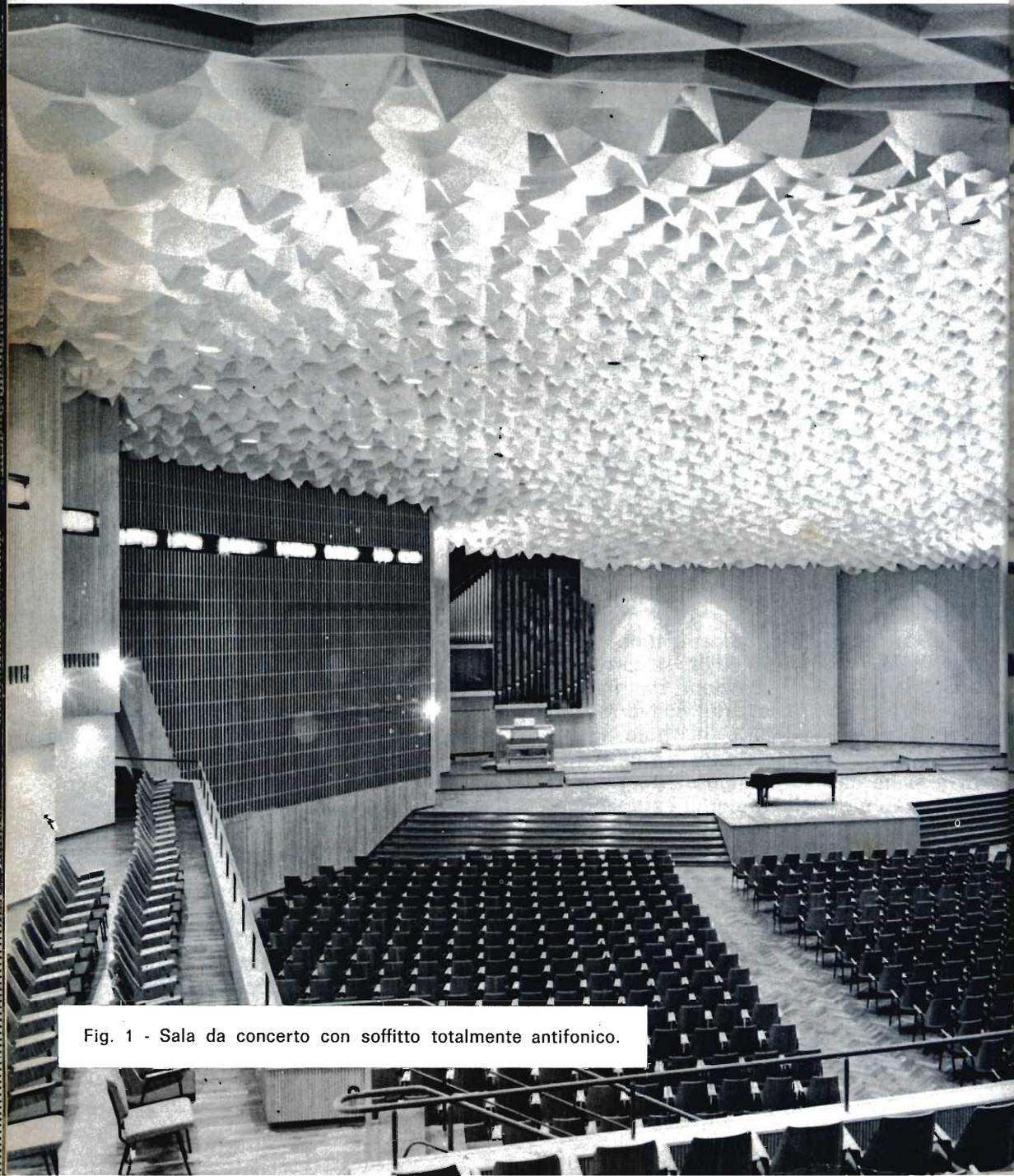



Fig. 1 - Sala da concerto con soffitto totalmente antifonico.

ECO

ECO

Sono passate in rassegna le principali soluzioni che sono state praticamente adottate per creare effetti artificiali di eco.

Numerosi sono i circuiti che creano speciali effetti acustici, come ad esempio il vibrato, il tremolo, l'enfasi, ecc.

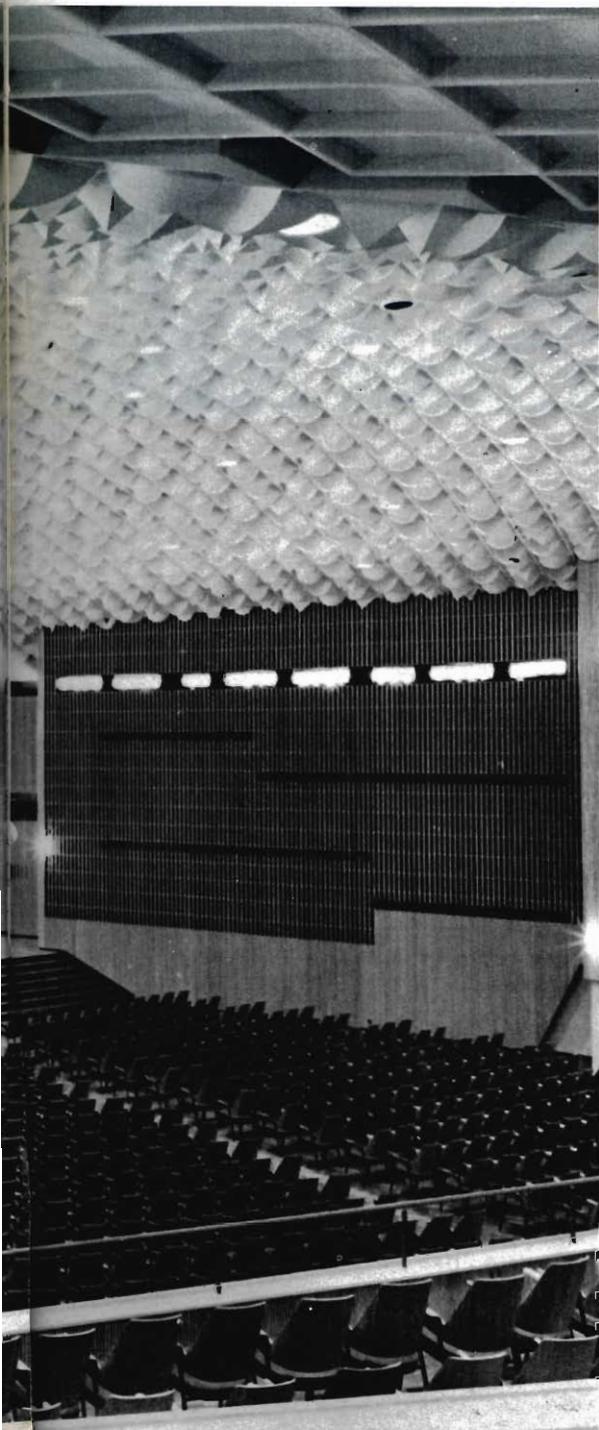
Pur tuttavia, fra tutti questi effetti speciali, quello relativo al riverbero o « eco » è tuttora fra i più difficili da ottenere, come è dimostrato anche dalle complesse soluzioni escogitate.

Come è noto, il fenomeno acustico del riverbero, che può giungere fino ad una vera e propria « eco » o replica distinta di un suono originario, è quello che conferisce a certe riproduzioni sonore un tocco magico tridimensionale di bellissimo effetto. Infatti, per avere una riproduzione stereofonica perfetta, non basta che i suoni vengono percepiti correttamente posizionati a destra od a sinistra, ma è essenziale che l'ascoltatore abbia anche la sensazione acustica esatta dell'ambiente in cui i suoni hanno origine. Analoga esigenza è propria anche della riproduzione non stereofonica, quando si vuole comunque ottenere un certo effetto tridimensionali.

Orbene, quando i fenomeni di riverbero non sono presenti all'origine, devono essere creati artificialmente mediante appositi dispositivi.

L'effetto « eco »

Affinchè si abbia un effetto di riverbero soddisfacente è necessario poter ricavare da un segnale principale a frequenza acustica F 1 un segnale secondario F 2, immagine di questo, ma ritardato di un tempo T controllabile a piacere.

L'esperienza ha dimostrato che T può essere fatto variare in modo utile, nei casi più generali, partendo da una frazione di secondo fino a circa 8 secondi e, inoltre, che ad ogni differente valore assunto

da T corrisponde un ben preciso effetto acustico. Il tempo di riverberazione T è stato definito come il tempo che impiega il livello medio stazionario di un segnale acustico a ridursi di 1000 volte, ossia di 60 dB, quando viene fatto improvvisamente cessare il segnale non riverberato.

La frequenza « standard » di prova è stata fissata in 512 Hz, e l'esperienza ha dimostrato che l'intelligibilità dei suoni è funzione non solo di T, ma anche della loro frequenza, oltre che dalla potenza in gioco e dal rapporto segnale/disturbo. A parità di altre condizioni, i suoni con frequenza dell'ordine di 7000 Hz sono ad esempio 100 volte più intelligibili di quelli di 300 Hz ed a loro volta quelli di 700 Hz sono 40 volte più intelligibili di quelli di 200 Hz.

Va da sè che questa situazione suggerisce subito l'idea che un buon dispositivo per la generazione di eco dovrebbe essere corredato anche di filtri che permettano di condizionare l'effetto di ritardo a determinate frequenze non suscettibili di causare eccessive perdite di intelligibilità. Infine, come già accennato, l'intelligibilità è anche funzione del tempo T; se si pone uguale al 100% l'intelligibilità per T = 0, essa scende al 98% per T = 0,5 s, al 68% per T = 5 s ed al 50% per T = 8 s. In altri termini, quando T = 8 secondi, la metà delle sillabe di un discorso risultano incomprensibili.

L'esperienza ha suggerito i valori orientativi più adatti a cui attenersi nella creazione di effetti artificiali di eco per avere i migliori risultati. Va rilevato però che spesso grandi differenze di opinioni sussistono circa l'entità esatta di tali valori poichè trattandosi in definitiva di una materia frutto di valutazione soggettiva, assumono notevole rilevanza i gusti personali.

Tuttavia, esiste un certo accordo circa i valori estremi. Ad esempio, nella TAB. 1 sono riportati i tempi relativi di riverberazione (512 Hz = 1) da non superare, quando si vuole dare una estrema risonanza alle frequenze più basse, senza tuttavia compromettere troppo l'individualità dei suoni .

Altri autori hanno creato tabelle di massima in funzione del migliore effetto di eco per vari tipi di suoni. Ad esempio, nella TAB. 2 sono riportati alcuni dati sperimentali scelti fra quelli più frequentemente usati dai tecnici d'oltreoceano. Essi si riferiscono al tempo di ritardo T, in secondi (alla frequenza base 512 Hz), che deve fornire un dispositivo creatore di eco artificiale, affinchè un ascoltatore abbia l'illusione acustica che i suoni provengano da un ambiente corrispondente ad una determinata cubatura.

Come si vede dalla TAB. 2, mentre per riproduzioni di musica da camera l'effetto eco dev'essere contenuto entro un massimo di T = 1,4 secondi (per non apparire inverosimile), al contrario la musica d'organo richiede dei tempi di ritardo da 1,7 a 3,2 secondi affinchè l'ascoltatore abbia l'illusione che l'esecuzione musicale sia veramente eseguita in un grande ambiente.

Il tempo T, oltrechè funzione della cubatura dell'ambiente, è però influenzato in modo notevole anche dall'assorbimento specifico delle pareti.

Si prenda ad esempio una moderna sala da concerto come quella illustrata nella fig. 1. Si vede chiaramente che il soffitto è totalmente antiriverbero e, quindi, i tempi T della TAB. 2, quando si dovesse simulare l'acustica di un simile ambiente, andrebbero sensibilmente ridotti per tener conto del fatto che il soffitto non partecipa all'azione di riverbero.

TABELLA 1

Frequenza - Hz -	T relativo - s -
30	2,20
50	1,85
100	1,50
300	1,15
512	1,00
1.000	0,98
3.000	0,96
5.000	0,94
10.000	0,70
20.000	0,40

Inoltre, per il fatto che anche il coefficiente di assorbimento della platea può

variare a seconda se le poltroncine sono più o meno occupate, ne segue che un tempo T ancora più breve va adottato quando si vuole simulare una sala vuota o che si sta rapidamente svuotando del suo pubblico.

TABELLA 2

Ambiente simulato (m³)	T - s						
	organo	musica da camera	orchestra	colonne sonore di film	discorsi	radio AM	radio FM
200	—	1,1	—	—	0,98	0,75	—
1.000	—	1,3	—	—	1,10	0,90	—
2.000	—	1,4	—	1,20	1,18	1,0	1,0
3.000	1,7	—	1,45	1,30	—	—	1,1
6.000	1,8	—	1,50	1,38	—	—	1,2
14.000	2,0	—	1,90	1,50	—	—	1,38
28.000	2,2	—	2,05	1,60	—	—	1,50
60.000	2,4	—	2,35	—	—	—	—
120.000	3,2	—	—	—	—	—	—

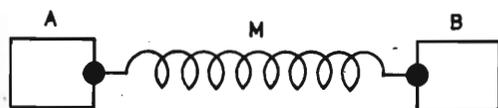



Fig. 2 - Principio di funzionamento della linea di ritardo.

Generatori d'eco

Da quanto premesso, appare evidente che un generatore di eco dovrebbe essere in grado di operare, fra l'altro, un ben preciso e controllabile ritardo in modo da poter simulare nel modo più realistico e suggestivo la riverberazione propria di qualsiasi ambiente. Le soluzioni che sino ad oggi hanno ottenuto applicazioni prache impiegano essenzialmente « camere » ed « elementi di ritardo », oppure « registratori a nastro ».

La prima soluzione, quella delle camere di ritardo, non è alla portata di tutti; richiede, infatti, la disponibilità di speciali locali, isolabili totalmente dai rumori esterni, in cui i suoni emessi ad un capo da un sistema di altoparlanti possano venir captati da una batteria di microfoni dopo una serie di riflessioni interne. Poichè nell'aria il suono si propaga con una velocità di circa 344 m/s, ne segue che tanto maggiore è la distanza che separa i microfoni dagli altoparlanti e dalla superficie riflettente tanto più grande sarà T e quindi l'effetto di eco.

Per ridurre l'ingombro di tali camere si è cercato di conformarle a labirinto ma l'ingombro ed il costo sempre eccessivo ne hanno limitato grandemente l'impiego. Una versione, più pratica, è invece quella che si avvale di linee od elementi di ritardo in cui l'aria è stata sostituita con altre sostanze più idonee.

In essi, un trasduttore elettro-acustico A (fig. 2) invia vibrazioni meccaniche a frequenza acustica ad un altro trasduttore acustico-elettrico B, attraverso il mezzo M che è diverso dall'aria. In pratica, si usa paradossalmente per M l'acciaio, in cui il suono si propaga con velocità dell'ordine di 5000 m/s, ossia 14 volte più velocemente che nell'aria. Pertanto, anche usando per M molle di acciaio molto lunghe, il tempo impiegato dal suono per portarsi da A in B difficilmente supera 1/25 di secondo.

Contrariamente alle apparenze si ha invece un certo effetto di eco per il fatto che nei punti di congiunzione fra A-B ed M si fa in modo che esistano opportuni disadattamenti d'impedenza acustica, per cui il suono, giunto in B, non si converte tutto in energia elettrica, ma viene riflesso indietro verso A e da qui nuovamente verso B, e così più volte sino ad estinzione completa della vibrazione ottenendosi in tal modo un certo effetto di eco.

In pratica, ogni fabbricante ha un suo modo particolare di disporre i vari elementi di una linea di ritardo acustico. La disposizione illustrata nella fig. 3 è forse quella più frequentemente adottata. Il segnale a frequenza audio entra in E e pilota il transduttore TA e l'altoparlante B 1. Un potenziometro R 1 permette di bilanciare il segnale fra questi due elementi in modo da dosare la densità dei segnali normali rispetto a quelli riverberati.

Fig. 3 - Generatore statico d'eco.

Il moto meccanico creato da TA si propaga attraverso la doppia molla M 1 - M 2 e si riconverte in segnale elettrico nel transduttore TB. Come già detto, l'energia meccanica impiega un certo tempo a convertirsi in energia elettrica e nasce così l'effetto eco. Poichè la linea di ritardo introduce perdite di segnale anche dell'ordine di 50 dB, è necessario un amplificatore AM per poter utilizzare il segnale riverberato. La distorsione introdotta, almeno nelle linee di ritardo di migliore fattura, è assai contenuta, potendo limitarsi all'1% per una potenza d'uscita di 3 W.

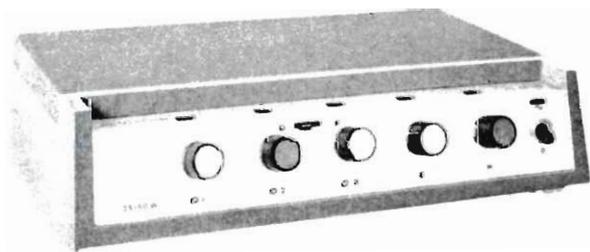
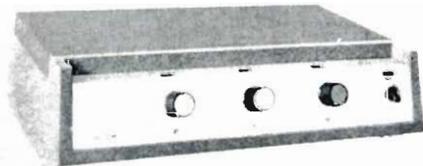
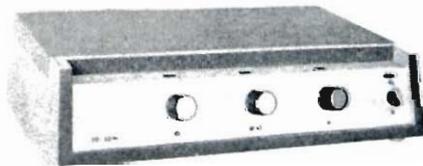
L'ingombro medio di alcune linee di ritardo di fabbricazione americana si aggira su 5 x 5 x 15 cm. Infine, vi è la soluzione più costosa, ma da molti ritenuta tuttora la più versatile e completa, basata sul principio dei registratori a nastro. In essi (fig. 4) un nastro N ad anello scorre, mosso dalle pulegge P 1 - P 2 avanti alle testine R - A - C. La prima è la testina di registrazione, la seconda è la testina lettrice e l'ultima quella cancellatrice. Il nastro, scorrendo di moto uniforme nel senso della freccia, passa avanti ad R da cui viene registrato e, proseguendo nel suo moto, giunge in corrispondenza di A a cui cede l'informazione elettro-acustica.

Da qui il segnale esce e, dopo amplificazione, può comandare l'altoparlante destinato alla riproduzione dei segnali riverberati. Il ritardo, a parità di velocità di scorrimento del nastro, è proporzionale ovviamente alla distanza « d » che intercorre fra le testine R ed A.

Quando la posizione di A coincide sensibilmente con quella di R, il ritardo è circa nullo, quando è di circa 5 cm si hanno già soddisfacenti effetti di eco, mentre se A viene spostata nella posizione B, il ritardo aumenta ancora. Esistono due possibilità distinte per variare « d » e in definitiva il tempo di riverberazione: rendere scorrevole la testina A, nel tratto da A a B, oppure predisporre più testine lettrici fra A e B, in modo da poter usare di volta in volta quella che si trova nella posizione più adatta.

amplificatori di potenza a transistor

- circuiti stampati
- risposta di frequenza lineare da 60 a 12.000 Hz
- minima dispersione di calore
- alimentazione in corrente alternata
- linea moderna
- ingombro ridotto
- elevate prestazioni

PHILIPS

EL 6623: 35/50 W - due entrate per microfono e due per musica - regolatore di tonalità - uscite a 4 Ohm - 8 Ohm - 16 Ohm e 100 V.

EL 6621: 10/15 W - un'entrata per microfono ed una per musica - regolatore di tonalità - uscita 2,5 ÷ 8 Ohm.

EL 6622: 20/30 W - un'entrata per microfono e due per musica - regolatore di tonalità - alimentazione di emergenza in c.c. 24 ÷ 28,8 V - uscite a 4 Ohm - 8 Ohm - 16 Ohm e 100 V.

■ amplificazione ■ traduzione simultanea ■ ricerca persone ■ riverberazione ■ registrazione professionale ■ televisione a circuito chiuso ■ radiotelefoni.

PHILIPS S.p.A. Milano - Rep. Radioprofessionale - Viale Fulvio Testi 327 - 20162 MILANO - Tel. 64.20.951

In pratica sono state adottate entrambe le soluzioni, benchè la prima, anche se meccanicamente più difficile da realizzare, permetta una variazione assolutamente continua. E' ovvio inoltre, che

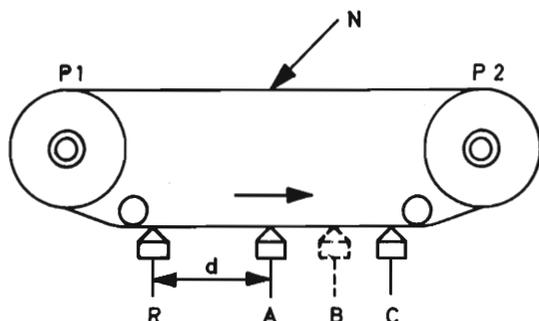



Fig. 4 - Generatore dinamico d'eco.

se si introduce un dispositivo supplementare che faccia variare con velocità appropriata la distanza « d », mentre il nastro è in moto, è possibile ottenere, non solo un generatore di eco, ma anche un generatore di effetto Doppler. Ciò può essere molto utile per usi speciali e per dare la sensazione di sorgenti sonore che si allontanano od avvicinano a grande velocità al posto di ascolto.

Attualmente, sia la soluzione con elementi o linee di ritardo che quella basata su registratori a nastro hanno incontrato un notevole successo; le linee sono essenzialmente statiche, compatte ed economiche, ma la gamma riproducibile è piuttosto ristretta (300 - 5000 Hz) ed il tempo di riverbero rigido; i registratori sono essenzialmente dinamici e quindi delicati e costosi.

Tuttavia, permettono di ottenere qualsiasi effetto di eco, con alta fedeltà, soddisfacendo qualsiasi esigenza normale o professionale. Accanto a questi tipi, altri ne vengono continuamente proposti o sperimentati, come ad esempio i generatori di eco ad ultrasuoni-mercurio ed a dilazione fotoelettrica. Ma, attualmente, quelli a linee di ritardo od a nastro sono senz'altro i più diffusi.

G. A. U.

LE MINI ANTENNE

STUDI E BREVETTI

Le antenne elettroniche, dette anche « mini-antenne », « mini-tenne » o « SIA » sono ora di grande attualità sia per l'attività di alcune navi dedite allo spionaggio elettronico che per una violenta polemica che sta appassionando la stampa tecnica di tutto il mondo. C'è chi sostiene a spada tratta che queste microscopiche antenne sono un prodigio, altri le denigrano col massimo accanimento. Qual è dunque la verità?

Un argomento che ha suscitato e suscita notevoli appassionate polemiche è quello della « mini-antenne » o « mini-tenne » come le chiamano ancor più brevemente oltre oceano.

Com'è a molti noto, si tratta di antenne di dimensioni ridottissime rispetto a quelle normali, impiegabili per lunghezze di onda inferiori ai 10 m., che darebbero soddisfacenti risultati nonostante la loro piccolezza.

Queste « mini-antenne » sono state anche denominate nella tecnologia militare « Subminiature Integrated Antennas » da cui è derivata la sigla SIA ampiamente usata nei testi strettamente tecnici. Comunque, relativamente da poco tempo, le SIA hanno attirato l'attenzione generale e ciò si verificò a seguito di una serie di « reportages » apparsi sui principali quotidiani del mondo che mettevano in evidenza come fossero improvvisamente sparite le molte antenne che un tempo pullulavano su navi e pescherecci adibiti allo spionaggio elettronico.

Ovviamente solo la scoperta di un nuovo ritrovato che sostituisse le ingombranti antenne tradizionali, poteva spiegare la sparizione delle antenne su dette navi. Le cose stavano a questo punto quando nella primavera del 1967 apparve una notizia che pareva essere indirettamente la spiegazione tecnica del mistero di cui sopra.

La stampa informò infatti che l'americano Edwin M. Turner ed il tedesco Hans Heinke vantavano di aver creata un'antenna che, lunga soltanto 1/50 della lunghezza d'onda, permetteva di ricevere altrettanto bene di un'antenna convenzionale lunga 1/4 d'onda, ossia oltre 12 volte di più! E, « dulcis in fundo » la notizia veniva completata con l'exploit che la Wright-Patterson statunitense ne stava curando nientedimeno che lo sviluppo per applicazioni militari.

E' chiaro che se le cose fossero state esattamente così era ormai vicino il giorno che sarebbero scomparse, sostituite dalle nuove SIA, anche le miriadi di antenne TV che svettano sui tetti di tutte le case. In altri termini, precisi grossissimi interessi commerciali in ogni parte del mondo si sentirono minacciati nei loro affari dal « pericolo SIA ».

Pertanto, superato il breve attimo di sbigottimento, vi fu un contrattacco violentissimo tendente a screditare totalmente ed a spegnere nel ridicolo le SIA, negando loro, fra l'altro, qualsiasi barlume di serietà tecnica o commerciale.

minimo di riservatezza sia stato messo in atto per proteggere un ritrovato che oltreché nuovissimo è ancora in fase di sviluppo.

Comunque, tutto ciò premesso, pare che una SIA dovrebbe essere costituita

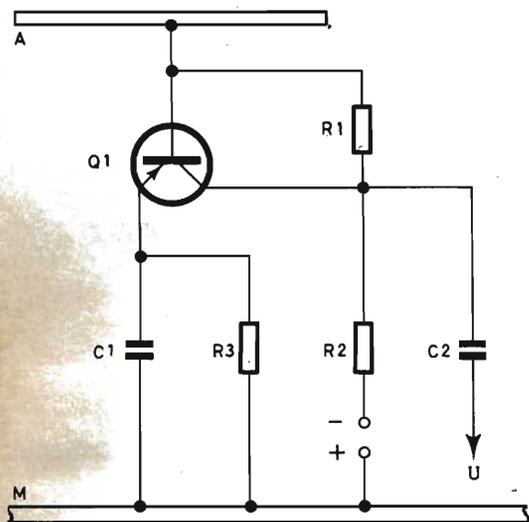



Fig. 1 - Schema semplificato di una SIA integrata con un solo transistor Q1.

Fig. 2 - Il segreto della SIA è che i transistor sono parti integranti di essa.

Queste circostanze rendono più difficile, da un punto di vista tecnico, discernere il vero dal falso e fare imparzialmente il punto della situazione.

come in fig. 1 dove, per semplicità di disegno, sono stati omessi alcuni gruppi di polarizzazione, stadi di adattamento d'impedenza, ecc.

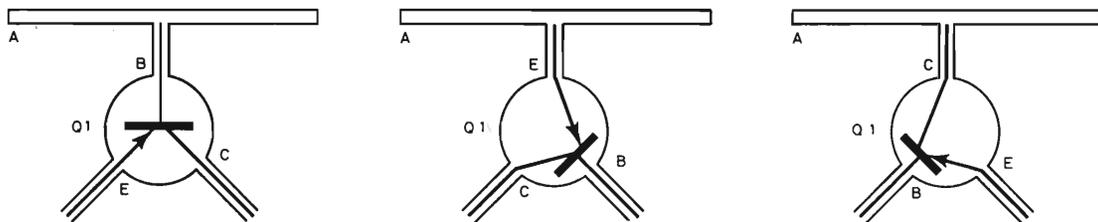



Fig. 3 - Varianti d'inserzione di Q1.

Gli schemi

I non numerosi schemi di SIA che sono stati resi noti sembrano poco attendibili, nel senso che è dubbio che corrispondano veramente al dispositivo originale. E, in un certo senso, è anche ovvio che un

Uno o più transistor (Q1) sono collegati fra un elemento ad ampia superficie A ed il « ground plane » o massa M, che può essere sia un elemento meccanicamente speculare rispetto ad A, oppure un piano di massa vero e proprio. E' chiaro

che tanto più Q1 amplifica, tanto più si possono ridurre le dimensioni dell'antenna a parità di segnale all'uscita U; tuttavia il rapporto segnale/rumore peggiora con l'introduzione di un amplificatore e tutto il sistema si ridurrebbe quindi alla banale

Fig. 4 - Una parte di una SIA (C - E - D - F) risponde ai campi r.f. elettromagnetici.

quanto vecchia soluzione basata sull'impiego di un'antenna più breve e di un ricevitore più sensibile.

Questo è ciò che fanno osservare in definitiva i numerosi denigratori delle SIA.

I sostenitori invece (meno numerosi), affermano che una SIA non è proprio l'equivalente esatto di un'antenna più il relativo preamplificatore come sostengono i malpensanti, ma a sostegno della loro tesi hanno sviluppato teorie, realiz-

Fig. 5 - Dimensioni della SIA-Gupton.

zato prototipi e ricavato dati che meritano di essere citati.

Viene ad esempio messo l'accento sul fatto che nelle SIA i transistor sono parti integranti dell'antenna e quindi ne moltiplicano la corrente a radiofrequenza;

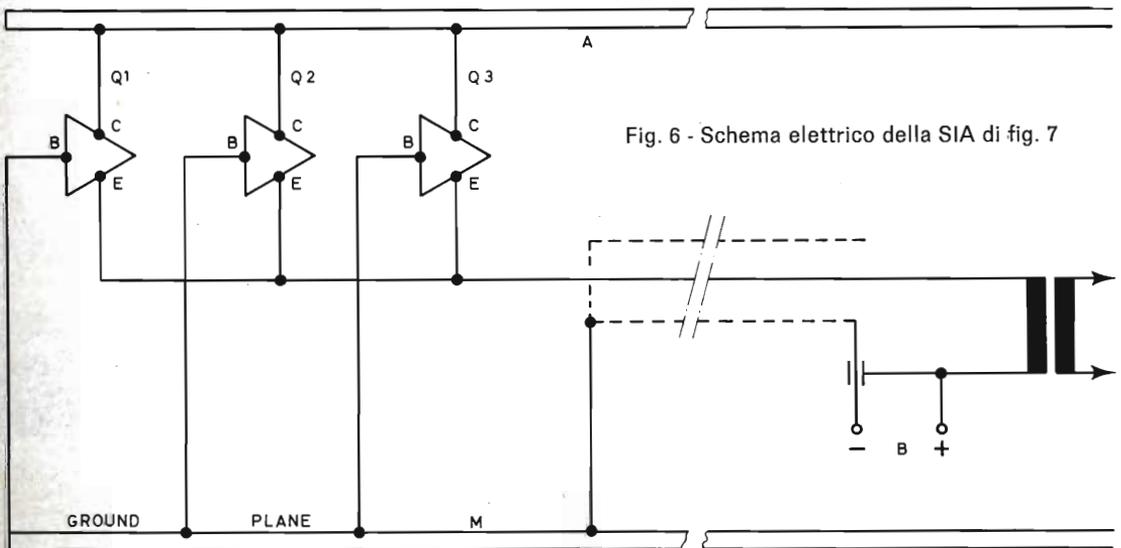



Fig. 6 - Schema elettrico della SIA di fig. 7

inoltre la SIA è un'antenna « attiva » e non passiva e l'inserimento in essa di uno o più transistor ne abbassa la frequenza di risonanza e ne allarga la banda in modo che può lavorare altrettanto bene con rapporti di 1 : 4 oppure di 1 : 50, rispetto alla lunghezza d'onda ricevuta. Ovviamente, i transistor che s'inseriscono nell'antenna, devono soddisfare anche alla condizione di adattarsi perfettamente in impedenza.

Fig. 7 - I conduttori Z servono per il collegamento delle basi, mentre gli emettitori fanno capo al tratto E.

Ad esempio, in fig. 2 è schematizzata la inserzione di massima del transistor Q1 quale parte integrante dell'antenna; in pratica i terminali B-C-E possono corrispondere in un ordine qualsiasi alla base, al collettore ed all'emettitore per cui si hanno le varianti possibili schematizzate in fig. 3.

In pratica, dato che l'antenna ha solo due estremi mentre il transistor ne ha tre, ne risulta che per forza di cose, uno dei due lati risponde al campo elettromagnetico a radio frequenza com'è facile desumere dallo schema di fig. 4, in cui il tratto emettitore-collettore forma in pratica una spira.

Esperienze

Anche numerosi dilettanti si sono occupati delle SIA ed a dire il vero hanno ottenuto dei risultati degni di attenzione.

Ad esempio, J. A. Gupton ha sperimentato a lungo una SIA costituita essenzialmente da due dischi di rame aventi un diametro di circa 8 cm. e distanziati fra loro di 9 cm. (fig. 5). I transistor furono inseriti come in fig. 6, per cui la colonna di 2 cm. che unisce i due dischi estremi

Fig. 8 - Curve di risposta in FM di un dipolo classico confrontato con un'antenna a stilo ed una SIA.

La Chinaglia ELETTROCOSTRUZIONI s.a.s.

Via Tiziano Vecellio 32 - Tel. 25.102 - 32100 Belluno

presenta:

NUOVO VTVM 1001

Voltmetro elettronico di precisione ad alta sensibilità.

Resistenza d'ingresso
22 MΩ cc - 1 MΩ ca

SCATOLA in metallo bicolore grigio, munita di maniglia, cornice in polistirolo antiurto. Dimensioni mm 240 x 170 x 105. Peso g 2100.

QUADRANTE a specchio antiparallasse con 5 scale a colori; indice a coltello; vite esterna per la correzione dello zero. Flangia « Cristallo » gran luce in metacrilato.

STRUMENTO Cl. 1,5, 200 μA, 500 Ω, tipo a bobina mobile e magnete permanente.

COMMUTATORI di misura e di portata per le varie inserzioni.

CIRCUITO a ponte bilanciato con doppio triodo.

VOLTMETRO ELETTRONICO in cc.: resistenza d'ingresso 22 MΩ costante su tutte le portate. Precisione ± 2,5%.

VOLTMETRO ELETTRONICO in ca.: resistenze d'ingresso 1 MΩ con 30 pF in parallelo; campo nominale di frequenza da 25 Hz a 100 KHz ± dB; letture in volt efficace ed in volt picco picco. Precisione ± 3,5%.

OHMMETRO ELETTRONICO per la misura di resistenza da 0,2 Ω a 1000 MΩ; valore di centro scala 10; alimentazione con pila interna. Precisione ± 2,5°.

CAPACIMETRO BALISTICO da 500 pF a 0,5 F. Alimentazione a pila interna.

DISPOSITIVO di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.

ALIMENTAZIONE con cambio tensione universale da 110 V a 220 V 50 Hz. Potenza assorbita 5,5 W.

COMPONENTI di prima qualità; resistenze a strato Rosenthal con precisione del ± 1%, valvole, semiconduttori e condensatori Philips.

VALVOLE • SEMICONDUTTORI: n. 1 valvola SQ « ECC » 186, n. 2 diodi al germanio, n. 2 diodi al silicio.

COSTRUZIONE semiprofessionale.

ACCESSORI IN DOTAZIONE: cavetto per collegamento comune di massa, puntale nero per Vcc. con resistenza incorporata cavetto schermato e spina per jack, puntale rosso per Vca. e Ohm; istruzioni dettagliate per l'impiego.

PRESTAZIONI:

V ca	7 portate	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 V
V ca (eff.)	7 portate	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 V
V ca (p. p.)	7 portate	4 - 14 - 40 - 140 - 400 - 1400 - 4000 V
Output in dB	7 portate	da —20 a +65 dB
Ohmmetro	7 portate	1 - 10 - 100 KΩ - 1 - 10 - 100 - 1000 MΩ
Cap. balistico	6 portate	0,5 - 5 - 50 - 500 - 5000 μF - 0,5 F

ACCESSORI SUPPLEMENTARI:

Puntale per alta tensione mod. AT. 1001 per misure fino a 30 KVcc. Resistenza d'ingresso globale, con puntale inserito 2200 MΩ, fattore di moltiplicazione 100.
Portate: 190 - 500 - 1500 - 5000 - 15.000 - 50.000 V (30 KVmax).

Sonda per radiofrequenza mod. RF. 1001 con campo nominale di misura da 1 KHz a 250 MHz. Letture in volt efficace; massima tensione e radiofrequenza 15 V di picco; condensatore di blocco per 500 Vcc.

Puntale alta tensione AT.-1001

Sonda radio frequenza RF.-1001

Provavalvole e provatransistori 891

SEZIONE PROVAVALVOLE

SCATOLA in metallo bicolore grigio munita di maniglia. Dimensioni mm 410 x 265 x 100. Peso g 4650.

STRUMENTO Cl. 1,5, 1 mA, 50 Ω, tipo a bobina mobile e magnete permanente.

EMISSIONE: la prova di emissione viene eseguita in base alle tabelle riportate sul libretto d'istruzioni. L'efficienza si rileva direttamente dalla scala a settori colorati.

CORTOCIRCUITI e dispersioni rivelati da lampada al neon.

DISPOSITIVO di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.

VALVOLE: americane ed europee di tutti i vecchi tipi ed inoltre è prevista la prova per le valvole Decal, Magnoval, Nuvistor, cinescopi TV dei tipi a 90° e 110°.

ALIMENTAZIONE con cambiotensione universale da 110 V a 220 V 50 Hz. Potenza assorbita 35 W.

SEZIONE PROVATRANSISTORI

Si possono provare tutti i tipi di transistori NPN o PNP normali e di potenza e tutti i diodi comunemente impiegati nel settore radio TV.
Le prove valgono sia per i tipi al germanio che per i tipi al silicio.
Con questo strumento si verificano: cortocircuiti, dispersioni, interruzioni e guadagno di corrente β.
Tutte le prove che l'apparecchio effettua sono prive di qualsiasi pericolosità sia per i semiconduttori in prova che per l'apparecchio.

Oscilloscopio 330 da 3" per impieghi generali.

SCATOLA in metallo grigio munita di maniglia. Dimensioni mm 195 x 125 x 295. Peso g 3300.

AMPLIFICATORE VERTICALE: campo di frequenza nominale da 20 Hz a 3 MHz ± 1 dB; resistenza d'ingresso 10 MΩ e 15 pF in parallelo sulla portata x 10, 1 MΩ e 50 pF in parallelo sulla portata x 1; massima tensione applicabile all'ingresso 300 V pp.; sensibilità 30 mV efficaci/cm.

AMPLIFICATORE ORIZZONTALE: campo di frequenza nominale da 20 Hz a 50 KHz ± 1 dB; resistenza d'ingresso 1 MΩ; sensibilità 500 mV efficaci/cm.

ASSE DEI TEMPI: da 20 Hz a 25 KHz in 6 gamme con generatore interno.

SINCRONIZZAZIONE interna, esterna ed alla frequenza rete.

COMANDI DI CENTRATURA orizzontale e verticale.

TENSIONE DI CALIBRAZIONE incorporata da 1 V pp.

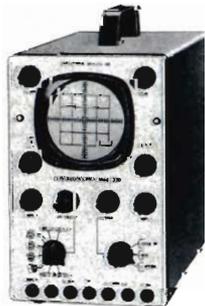
ALIMENTAZIONE con cambiotensione universale da 110 a 220 V. 50 Hz. Potenza assorbita 35 W.

VALVOLE • SEMICONDUTTORI IMPIEGATI: n. 1 tubo a raggi catodici DG7-32, n. 2 ECF 80, n. 1 EF 80, n. 1 ECC 81, n. 1 EZ 80 e n. 2 diodi al germanio OA95.

COSTRUZIONE semiprofessionale con componenti di prima qualità.

ACCESSORI IN DOTAZIONE: puntali di misura e istruzioni dettagliate per l'impiego.

Filiali: 20122 Milano: Via Cosimo del Fante 14 - Tel. 83.33.71 • (Munchen) 8192 GARTENBERG - Edelweissweg 28

Per informazioni richiedeteci fogli particolareggiati o rivolgetevi presso i rivenditori radio TV

dev'essere di materiale isolante e solo un tratto, interrotto in un punto e posto a metà della colonna, riunisce i terminali che fanno capo agli emettitori di Q1 - Q2 - Q3 - Q4 (fig. 6).

In fig. 7 si vede come i ritorni che fanno capo alle basi sono collegati al disco inferiore B (massa) mediante conduttori di rame Z. Questa antenna, studiata da J. A .Gupton per sostituire le normali antenne per FM è stata sperimentata a lungo da altri tecnici che hanno potuto trarre le seguenti conclusioni circa le sue prestazioni.

Il confronto rispetto ad un dipolo normale ha messo in risalto soprattutto, ad opera di T. R. Haskett, come la SIA in questione può trascurare il rapporto segnale/rumore in quelle località, come certi quartieri di New York (es. Manhattan) in cui le emissioni FM locali giungono con intensità di campo enormi, dell'ordine di 0,5 V/m!

Le misure furono effettuate da T. Haskett escludendo il CAV di un converter Eico HFT - 90 FM collegato ad un ricevitore Heathkit IM-25. Quasi contemporaneamente, P .E. Sutheim sperimentava la « mini-tenna » di J. Gupton a Brooklyn.

Veniva confermata la caratteristica omnidirezionale a larga banda della SIA in questione, ciò che può essere un vantaggio od uno svantaggio a seconda dei punti di vista.

Dalle prove che furono effettuate, sembra potersi concludere che le curve di risposta di un dipolo e di un'antenna a stilo possono, rispetto ad un'antenna SIA, essere messe in forma grafica come visibile in fig. 8. Da essa si desume che, tranne per un picco di risonanza corrispondente ad una frequenza di poco meno di 100 MHz l'antenna a dipolo è superiore sia alla SIA che alle antenne telescopiche normalmente incorporate negli apparecchi FM.

Tuttavia la SIA in questione, sia pure con una curva di risposta complessivamente inferiore ad un dipolo, riesce ad assicurare una soddisfacente ricezione su tutto l'arco delle emissioni FM. Vi è, in altri termini, una certa equivalenza fra il rendimento di una SIA e di un dipolo. Tensioni di 0,5 V/m presenti a New York ed in molte città americane, non permettono di considerare come influente il rapporto segnale/rumore sfavorevole delle SIA.

Conclusioni

Pertanto, si può concludere che, in determinate condizioni, come in aree urbane dove i segnali FM sono particolarmente potenti, oppure in vista di applicazioni militari dove le necessità di occultamento hanno la prevalenza su altre considerazioni, le SIA possono rappresentare uno dei nuovi mezzi di miniaturizzazione resosi disponibile. E' vero che le curve di risposta di una SIA mostrano, complessivamente, una resa inferiore ad un normale dipolo, tuttavia, se si tiene presente che quest'ultimo è ben 25 volte più ingombrante di una SIA, non si può negare in ultima analisi che, sempre in determinate condizioni, una SIA sia quantomeno un nuovo sistema per ridurre le dimensioni complessive di un apparato radioricevente, senza tuttavia comprometterne eccessivamente le prestazioni d'insieme.

La società americana Hewlett-Packard, nota costruttrice di strumenti elettronici di misura, ha recentemente esteso la propria attività alla produzione di circuiti integrati, per alte frequenze e microonde, entrando così in concorrenza con i tradizionali costruttori.
Questi circuiti integrati sono tutti di tipo ibrido, con elementi passivi a film-sottile ed elementi attivi a semiconduttore. Nei primi mesi del 1968 la H-P ha presentato uno dopo l'altro sei circuiti, di cui cinque adottano la tecnica delle costanti concentrate ed il sesto usa la tecnica delle costanti distribuite. Le possibilità di lavoro sono notevolissime ed arrivano fino alle frequenze intorno ai due GHz.
Naturalmente la Hewlett-Packard ha cominciato subito ad adottare l'intera serie dei circuiti integrati per la realizzazione dei propri strumenti.

5+5 watt

AMPLIFICATORE STEREO CON ALIMENTAZIONE 12 ÷ 15 Vc.c.

Corredato della meccanica di supporto per l'inserzione in qualsiasi vano, della elegante mascherina frontale nonché delle manopole, questo ottimo amplificatore stereo a 8 transistor libera finalmente l'amatore dai problemi d'installazione più difficili da risolvere, mentre la sua impostazione favorisce il suo impiego nelle più disparate utilizzazioni. Brillante soluzione per impianti fissi e semifissi, per battelli, per auto come anche per portatili di un certo impegno. Completo di regolazioni di tono volume e bilanciamento, leggero e poco ingombrante, può facilmente essere abbinato ai vari tipi di alimentazione normalmente in uso.

FUNZIONAMENTO DEL CIRCUITO

Le due sezioni che compongono questo amplificatore stereo sono comandate contemporaneamente dai due controlli, tono e volume.

Il controllo di bilanciamento dà la possibilità di compensare dislivelli nell'intensità sonora dei due canali per qualsiasi posizione del regolatore di volume.

Entrambe le sezioni, canale sinistro e canale destro, sono uguali; è perciò sufficiente esaminare il funzionamento di una delle due sezioni per conoscere l'intero amplificatore.

Dallo schema rappresentato in fig. 1 è possibile rilevare alcune interessanti particolarità circuitali: l'accoppiamento tra i vari stadi è diretto, si ha pertanto una catena a reazione di corrente che li stabilizza, in modo da garantire un'ottima linearità nella risposta di frequenza. Inoltre lo stadio finale è a simmetria complementare e risulta stabilizzato termicamente dalla presenza di un resistore NTC e da due resistori sugli emettitori dei transistor. La tensione di alimentazione è stata fissata per un campo da 12 a 15 Vc.c. onde consentire l'impiego di batterie e l'utilizzazione dell'alimentazione di bordo nell'impiego su auto o battelli.

L'uscita è adatta per altoparlanti o casse acustiche aventi 4 Ω d'impedenza; mentre l'ingresso ha una sensibilità di 500 mV per la massima potenza di uscita che è di 5 W picco per canale con alimentazione di 13,5 Vc.c. La corrente di riposo è di 45 mA per canale, mentre quella a piena potenza è di 400 mA con segnale d'ingresso a 1.000 Hz.

MONTAGGIO DEI COMPONENTI

In fig. 2 si può osservare la disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato. Sulla parte non ramata della piastra è stato serigrafata la disposizione degli stessi componenti. Seguendo le indicazioni della fig. 2 e della serigrafia il montaggio diviene chiaro e pratico, pre-

sentando aspetti didattici che aiutano anche il principiante nella conoscenza dei componenti.

— Si esegue il montaggio in quest'ordine: prima le resistenze, poi i condensatori, quindi i transistor, le prese di uscita per gli altoparlanti, le prese di alimentazione e di ingresso, il portafusibile ed infine i potenziometri.

il quale si stabilisce che il terminale di destra è il lato positivo (+). Gli altri condensatori C4-C6-C7-C8 portano indicati sul corpo cilindrico i segni di polarità ed i terminali dovranno essere inseriti nei rispettivi fori sul circuito stampato contrassegnati con gli stessi segni.

— Prima di inserire i terminali dei transistor negli appositi fori contrassegnati

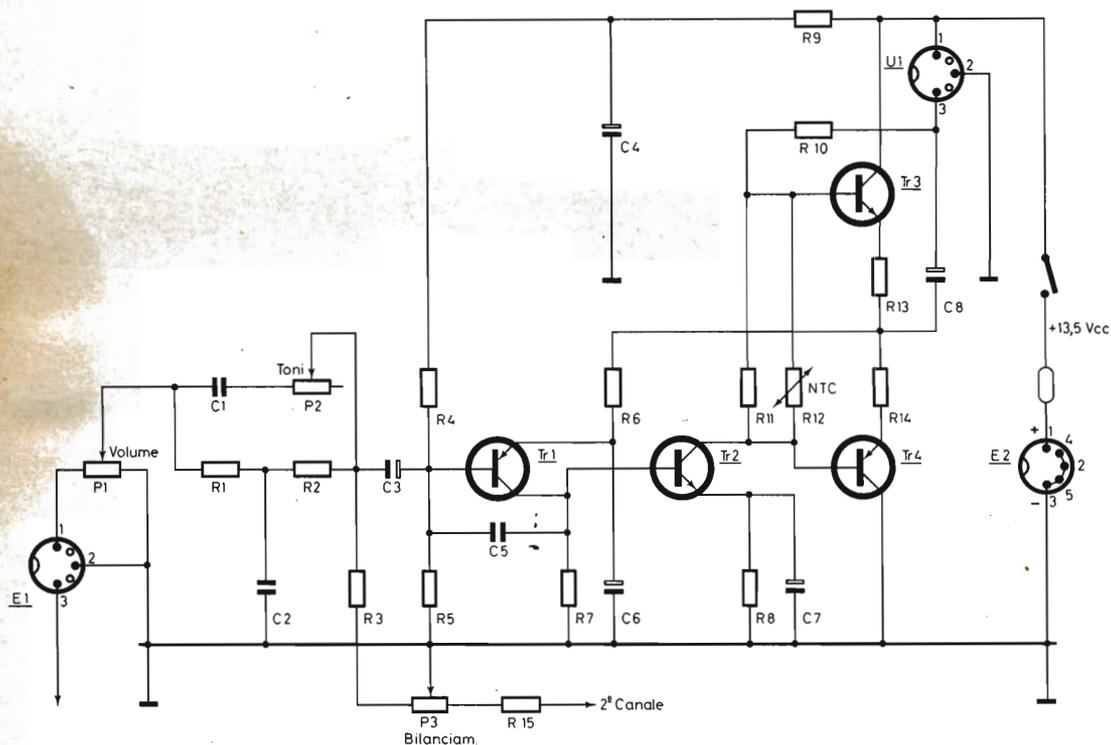



Fig. 1 - Schema di principio del circuito elettrico.

— I reofori delle resistenze vanno piegati ad U ed infilati nei relativi fori sul circuito stampato, dalla parte opposta (superficie ramata) essi vanno piegati e saldati contro lo strato conduttore dopo averli tagliati a circa 3 mm dal foro di uscita.

— I condensatori C3 vanno inseriti nella sola posizione indicata e cioè il punto rosso, di riferimento sui condensatori, deve presentarsi in corrispondenza del contrassegno come indicato in fig. 2. La polarità di questi condensatori è infatti indicata a mezzo del punto rosso, guardando

con le lettere a, b, c, è opportuno rivestirli con tubetti isolanti; istruzioni in proposito nonché indicazioni per il riconoscimento dei terminali dei transistor sono date sul volantino generico allegato « Come si costruisce un KIT ».

Prima di montare i transistor TR2 è opportuno inserirli nei dissipatori di calore: infilarli a testa in giù nella sede cilindrica del dissipatore nell'estremità opposta alla squadretta di fissaggio, in modo che nella successiva fase di montaggio meccanico i transistor vengano a trovarsi con il contenitore vicino al circuito stampato.

— Il montaggio delle prese, del portafusibile e dei potenziometri non presenta alcuna difficoltà: è sufficiente fare attenzione che i terminali sagomati siano ben contro il piano del circuito stampato nell'operazione di saldatura.

MONTAGGIO DELLA MECCANICA

La fig. 3 mostra una vista esplosa dei vari elementi in quest'ultima fase del montaggio. Il supporto ad U oltre a sostenere l'assieme ha la funzione di dissipatore di calore per i transistor dei due stadi finali; Con questo tipo di fissaggio anche la parte estetica è risolta con la massima semplificazione in quanto cade la necessità di un proprio mobiletto contenitore e la mascherina montata sul davanti del pannello copre le viti di fissaggio e « finisce » in modo completo l'installazione.

Procedere nel montaggio in quest'ordine:

— Fissare i dissipatori dei transistor Tr2 sul circuito stampato mediante le due viti 3MAx6 con rondella dentellata e dado.

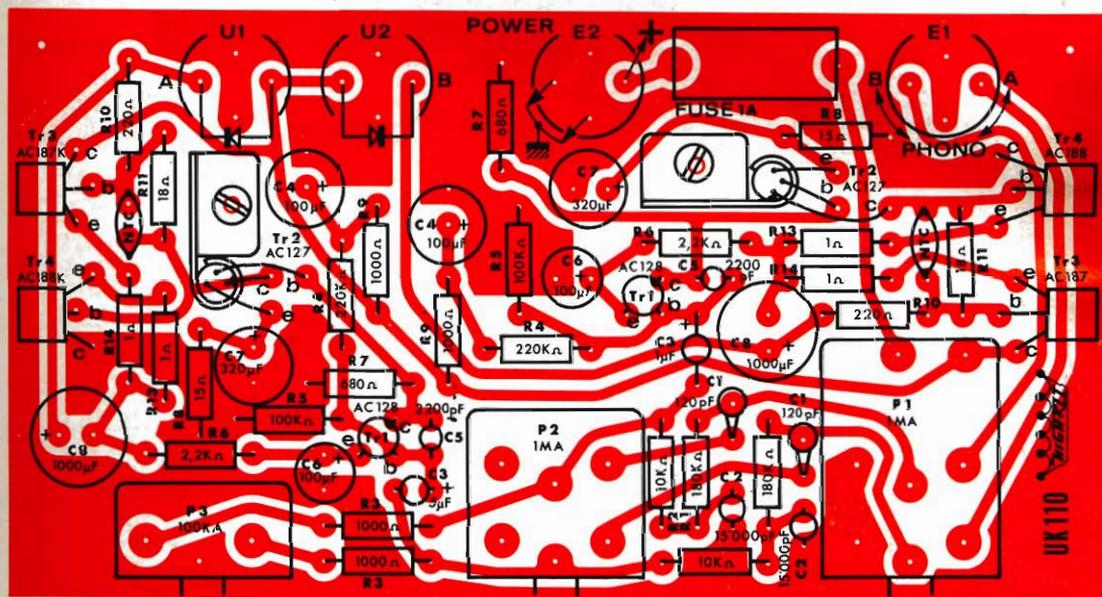



Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla piastra a circuito stampato.

le due alette di raffreddamento che lo completano oltre a stringere a guisa di morsa i transistor finali contro il supporto, dispongono di fori con filettatura 3MA che consentono il fissaggio dell'amplificatore in mobiletti o parallelamente ad un piano d'appoggio sia orizzontale che verticale; mentre altri 4 fori filettati sul frontale del supporto consentono il fissaggio dell'amplificatore all'interno di qualsiasi mobiletto, cruscotto o pannello mediante la sola foratura per il passaggio degli alberini di comando e delle viti di sostegno.

— Infilare sugli alberini dei potenziometri, la rondella distanziatrice e inserirli nei fori del supporto ad U facendo appoggiare il circuito stampato sulle squadrette di supporto rivettate, fissandolo quindi alle stesse con le due viti 3MAx6.

— Fissare i potenziometri al supporto ad U avvitando a fondo sul frontale un dato su ciascun potenziometro.

— Inserire nei due fori sul fianco sinistro del supporto ad U due viti 3MAx15, infilare su di esse i due transistor AC187K-AC188K e avvitarle a fondo sull'aletta del

dissipatore avendo cura di disporlo in modo che si iniserisca nella sede sul supporto ad U.

— Ripetere la stessa procedura con i transistori e il dissipatore di destra. Il vostro amplificatore è così terminato; non da chi finalmente troverà in questo amplificatore stereo una pratica e brillante soluzione per molti piccoli impianti altrimenti non realizzabili.

Con esso si possono costruire impianti fissi, semifissi e fonovaligie ad alimenta-

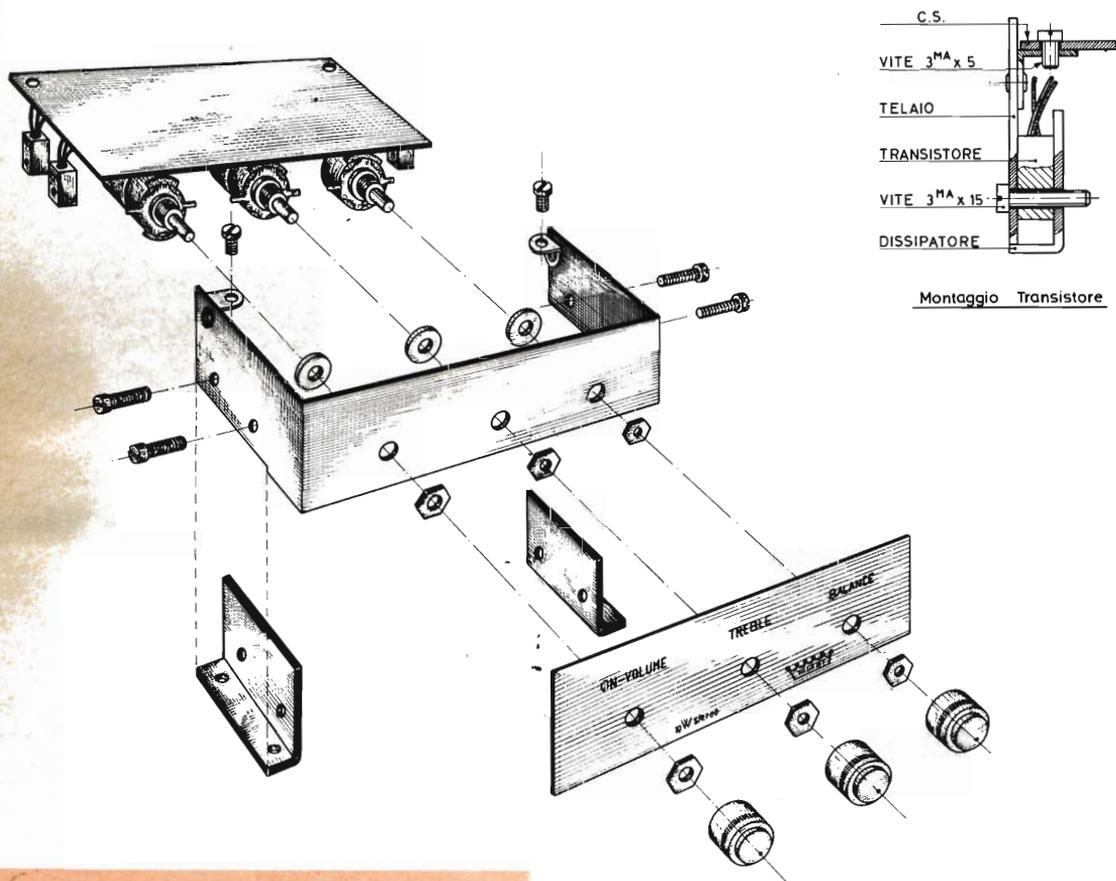



Fig. 3 - Vista esplosa dei vari elementi nell'ultima fase del montaggio.

rimane che installarlo nel modo desiderato e completarlo con la mascherina frontale e le manopole.

— Il fissaggio della mascherina si effettua stringendola con un secondo dado sui potenziometri.

APPLICAZIONI

Le particolari caratteristiche di questo amplificatore: dimensioni ridotte, elevata potenza con ottima qualità, alimentazione da 12÷15 Vc.c., saranno molto apprezzate

zione mista con l'aggiunta di un alimentatore dalla rete.

L'utilizzazione in auto od altro mezzo di trasporto non crea problemi in quanto la alimentazione può essere direttamente derivata dalla batteria di bordo; così come l'alimentazione a batteria può consentirne l'impiego anche in località prive di energia elettrica, spiaggia, mare, montagna.

Questo è il vostro amplificatore stereo, con esso realizzerete complessini compatti efficienti ed eleganti.

Come si presenta l'amplificatore stereo a montaggio ultimato.

ELENCO DEI COMPONENTI

N°	DESCRIZIONE
	RESISTENZE
2	resistenze R1 - 180 kΩ
2	resistenze R2 - 10 kΩ
4	resistenze R3-R9 - 1 kΩ
2	resistenze R4 - 220 kΩ
2	resistenze R5 - 100 kΩ
2	resistenze R6 - 2,2 kΩ
2	resistenze R7 - 680 Ω
2	resistenze R8 - 15 Ω
2	resistenze R10 - 220 Ω
2	resistenze R11 - 18 Ω
2	termoresistenze NTC R12 - 50 Ω
4	resistenze R13-R14 - 1 Ω
1	potenziometro doppio con interruttore P1 Volume 1+1 MΩ A
1	potenziometro doppio P2 Acuti 1+1 MΩ A
1	potenziometro P3 Bilanciamento 100 kΩ A
	TRANSISTOR
2	transistor Tr1 - AC128
2	transistor Tr2 - AC127
2	transistor Tr3 - AC187K
2	transistor Tr4 - AC188K
	CONDENSATORI
2	condensatori C1 - 120 pF
2	condensatori C2 - 15.000 pF
2	condensatori C3 - 5 μF/12
2	condensatori C4 - 100 μF/16 - Facon tipo 08 V 66
2	condensatori C5 - 2.200 pF
2	condensatori C6 - 100 μF/16 - Facon tipo 08 V 66
2	condensatori C7 - 320 μF/6,4 - Facon tipo 08 V
2	condensatori C8 - 1.000 μF/12
	VARIE
1	circuito stampato - UK110
2	dissipatori per transistor - GC/1000
4	prese tripolari per circuito stampato GQ/1360
1	portafusibile - GI/160
1	fusibile da 1 A rapido - GI/1524
3	manopole - P/10082
3	rondelle distanziatrici per potenziometri dis. P/10070
6	dadi per potenziometri
4	viti Ø 3MA x 6 - GA/730
2	dadi Ø 3MA - GA/1440
4	viti Ø 3MA x 15 - GA/760
2	ranelle a denti interni Ø 3,2 - GA/1810
1	supporto metallico ad U - Dis. P/10257
2	alette di raffreddamento - Dis. P/10258
1	mascherina frontale (assieme) - Dis. P/10259
3	tubetti isolanti da 20 cm (colori diversi) - C/301
2	squadrette 90° - GA/2870

KIT completo UK110 - SM1110 - In confezione « Self Service » - Prezzo di listino L. 13.500.

TERMOSTATO ELETTRONICO PER SOLUZIONE DI SVILUPPO

LABORATORIO FOTOGRAFICO

a cura di L. Biancoli

Uno dei problemi più rilevanti per il dilettante fotografo che provvede da sè allo sviluppo ed alla stampa di fotografie consiste nel mantenimento ad un valore costante della temperatura delle soluzioni di sviluppo. Come è certamente noto, il tempo di sviluppo di una pellicola, sia essa negativa o positiva, dipende sostanzialmente da tre fattori: la rapidità della pellicola stessa, la temperatura della soluzione in cui essa viene immersa, ed il fatto che la soluzione stessa sia già stata usata o meno per parecchi altri procedimenti di sviluppo. In questa occasione ci occuperemo esclusivamente del fattore termico, la cui stabilità può essere assicurata con la semplice apparecchiatura che descriviamo.

In linea di massima, ogni sostanza adatta alla preparazione di una soluzione di sviluppo viene fornita con le relative istruzioni, nelle quali è di solito precisata la temperatura ideale che la soluzione deve avere per ottenere il massimo rendimento: tale temperatura è quasi sempre di 18°, per cui il suo mantenimento non costituisce di solito un problema nei casi in cui la temperatura ambiente è dell'ordine di 20°. Tuttavia — in molti casi — il laboratorio fotografico dilettantistico viene installato in una parte dell'edificio nella quale la temperatura ambiente è inferiore a tale valore, per cui è necessario aumentare artificialmente la temperatura delle soluzioni, in genere con l'impiego di una resistenza ad immersione. In questo caso, è ovviamente necessario disporre di un sistema che provveda automaticamente ad inserire o a disinserire tale resistenza, a seconda che la temperatura della soluzione subisca rispettivamente una diminuzione o un aumento.

In genere, durante la stagione invernale, ossia quando i termosifoni sono accesi, la temperatura ambiente dei locali abitati è del valore approssimativo di 22°, per cui le bacinelle contenenti le soluzioni di sviluppo (oppure gli involucri appositamente disponibili in commercio che la contengono durante il periodo di tempo in cui essa non viene usata) sottopongono la soluzione all'influenza della suddetta temperatura ambiente, per cui essa tende ad assumere il medesimo valore. Tale valore — tuttavia — non viene mai raggiunto completamente, grazie al fatto che ogni liquido ha anche una sua temperatura specifica particolare, che —

nel caso che ci interessa — è solitamente di qualche grado inferiore alla temperatura ambiente.

Ne deriva che, se la temperatura ambiente non è eccessivamente elevata, la temperatura della soluzione di sviluppo si aggira solitamente appunto sul valore di 18°, con variazioni trascurabili in più o in meno.

Durante la stagione estiva — invece — quando cioè la temperatura ambiente può salire notevolmente al di sopra del valore medio di 22°, il problema si complica notevolmente, in quanto la temperatura che le soluzioni tendono ad assumere è solitamente superiore ai 18° prescritti.

In questa sede non intendiamo certamente descrivere una complessa apparecchiatura atta a mantenere costante la temperatura delle soluzioni indipendentemente dal fatto che la temperatura ambiente sia maggiore o minore di 22°: al contrario, intendiamo riferirci **esclusivamente** al caso in cui essa sia inferiore ai 18°, come accade appunto solitamente nelle cantine o nei locali di un edificio meno esposti all'irradiazione solare, in particolare per quanto riguarda l'attività di laboratorio durante la stagione invernale, ed eventualmente in assenza di mezzi di riscaldamento.

In queste condizioni, è chiaro che la temperatura ambiente è quasi sempre assai inferiore ai 18° prescritti, per cui è invariabilmente necessario provvedere adeguatamente al riscaldamento delle soluzioni di sviluppo prima di procedere al loro impiego.

Il dilettante che abbia una certa esperienza in questo campo sa perfettamente che, se la temperatura della soluzione di sviluppo è assai inferiore al valore medio prescritto di 18°, il tempo durante il quale l'emulsione fotografica rivela l'alterazione in essa prodotta dall'esposizione alla luce risulta assai più lungo che non quando la temperatura della soluzione ha invece un determinato valore. Per contro, se la temperatura della soluzione è notevolmente superiore al valore prescritto, può accadere che l'immagine fotografata o stampata sulla pellicola sensibile venga rivelata con tale rapidità da impedire un controllo razionale del tempo di sviluppo, con conseguenze che possono essere addirittura disastrose.

Ciò premesso, non ci resta quindi che passare alla descrizione di una semplice apparecchiatura, facilmente realizzabile con l'impiego di ben pochi componenti e di un termistore, mediante la quale è possibile controllare il funzionamento di una resistenza elettrica ad immersione, che può essere comodamente installata all'interno della bacinella contenente la soluzione, senza che essa funzioni in continuità.

Prima di procedere, occorre però una importante precisazione: quando una massa di liquido viene riscaldata da una resistenza elettrica del tipo ad immersione, questa produce calore quando viene percorsa da corrente, il quale calore viene irradiato in primo luogo nella massa d'acqua che circonda direttamente l'elemento riscaldante: successivamente, e con una inevitabile lentezza, tale calore si propaga in tutta la massa liquida, fino a distribuirsi in tutto il volume disponibile.

Occorre quindi considerare che — in prossimità dell'elemento riscaldante — la temperatura è sempre più elevata che non nei punti da essa maggiormente distanti. Per questo motivo, durante lo sviluppo di pellicole di qualsiasi natura, è sempre bene provvedere ad un'adeguata agitazione della soluzione, onde evitare che l'alterazione chimica che si produce in essa durante ogni procedimento di sviluppo sia tale da compromettere lo sviluppo stesso. In altre parole, tutto ciò serve unicamente per chiarire che un laboratorio fotografico bene attrezzato, nel quale cioè si abbia la pretesa di eseguire lavori di una certa consistenza, deve prevedere l'impiego di un dispositivo di agitazione della soluzione di sviluppo, tale cioè da mescolarla continuamente per mantenerne uniforme la composizione chimica.

Se la bacinella di sviluppo contiene un qualsiasi dispositivo di agitazione, che può consistere semplicemente in una striscia di vetro o di materiale chimicamente inerte, che si muove ritmicamente nella

soluzione stessa, l'effetto dell'agitatore non consisterà semplicemente nel mantenere costante la composizione chimica del liquido, ma contribuirà notevolmente anche alla distribuzione dell'effetto termico provocato dalla resistenza di riscaldamento.

Come elemento riscaldante, nel caso dell'applicazione alla quale ci riferiamo, può essere comodamente impiegata una resistenza annegata in vetro, del tipo solitamente usato per il mantenimento a temperatura costante dell'acqua contenuta negli acquari per pesci tropicali. Le resistenze di questo tipo sono contenute in un involucro cilindrico di vetro, contenente anche una massa incombustibile costituita da una polvere speciale, e sono ermeticamente chiuse mediante un tappo di gomma attraverso il quale viene fatto passare il cavo sotto gomma per il collegamento alla sorgente di energia elettrica. Questi tipi di resistenze sono disponibili in varie lunghezze e vari diametri, con potenze di dissipazione solitamente comprese tra un minimo di 25 ed un massimo di 60 watt. Le dimensioni e la potenza dell'elemento da scegliere dipendono sostanzialmente dalla capacità della bacinella, per cui non ci dilunghiamo su questo argomento e lasciamo al lettore il compito di giudicare le caratteristiche più indicate dell'elemento che egli deve usare nel suo caso specifico. In genere, occorrono 10 watt per litro di capacità.

Ciò che conta, è invece la realizzazione dell'apparecchiatura automatica per l'inserimento della resistenza affinché la temperatura della soluzione raggiunga il valore di 18°, ed il suo disinserimento automatico non appena tale temperatura è stata raggiunta. A tale scopo, è sufficiente servirsi di un dispositivo consistente in un termistore, ossia in un semi-conduttore sensibile alle variazioni termiche, il quale controlla la conduzione di corrente da parte di un transistore di potenza adeguata: la corrente che scorre attraverso questo transistore eccita o diseccita un relé, il quale a sua volta provvede ad inserire o a disinserire l'elemento riscaldante.

IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il principio di funzionamento è illustrato alla **figura 1**: in essa si nota che un dispositivo di alimentazione fornisce una tensione continua costante ad un circuito costituito da un potenziometro, in parallelo al quale si trova un transistore del tipo « p-n-p ». La base del transistore fa capo al cursore del potenziometro stesso. In serie al circuito del collettore si trova un avvolgimento che non è altro che la bobina di eccitazione di un relé.

Fig. 1 - Circuito di principio del dispositivo elettronico descritto, consistente in un transistore la cui corrente di collettore determina l'eccitazione di un relé: i contatti del relé servono per azionare un circuito secondario che alimenta l'elemento riscaldante.

Quando la corrente che scorre nel circuito di collettore è di valore tale da raggiungere l'intensità di eccitazione del suddetto relé, i due contatti da esso coman-

dati vengono chiusi, il che provoca la chiusura di un circuito secondario, che può essere costituito da un elemento riscaldante. Non appena la corrente di collettore di Tr diminuisce al di sotto di un determinato valore (valore di eccitazione), il relé torna allo stato di riposo, per cui il circuito secondario si apre.

La polarizzazione di base del suddetto transistore dipende essenzialmente dalla posizione del cursore del potenziometro: quando esso è in una posizione tale da rendere la base **positiva** in una certa misura rispetto all'emettitore, il transistore è in stato di conduzione, per cui — ad una certa polarizzazione — corrisponde una corrente di collettore che può essere di intensità sufficiente ad eccitare il relé. Quando invece il cursore del potenziometro viene spostato verso l'estremità opposta, tanto cioè da ridurre sulla base del transistore la tensione di polarizzazione che subisce pertanto una variazione in senso **negativo**, viene certamente raggiunto un punto in cui la intensità della corrente di collettore diminuisce fino a diventare inferiore a quella necessaria per l'eccitazione del relé. Superando un determinato valore in senso negativo, la polarizzazione di base può anche essere tale da portare il transistore addirittura in stato di interdizione.

Se la parte di resistenza presente da entrambi i lati del cursore del potenziometro viene sostituita rispettivamente da una resistenza variabile e da un elemento termosensibile (quale può essere appunto un termistore), si può fare in modo che — immergendo il termistore in una determinata soluzione, e regolando opportunamente il valore della resistenza presente dal lato opposto del cursore — la polarizzazione di base del transistore venga variata a seconda della temperatura alla quale l'elemento termosensibile viene esposto.

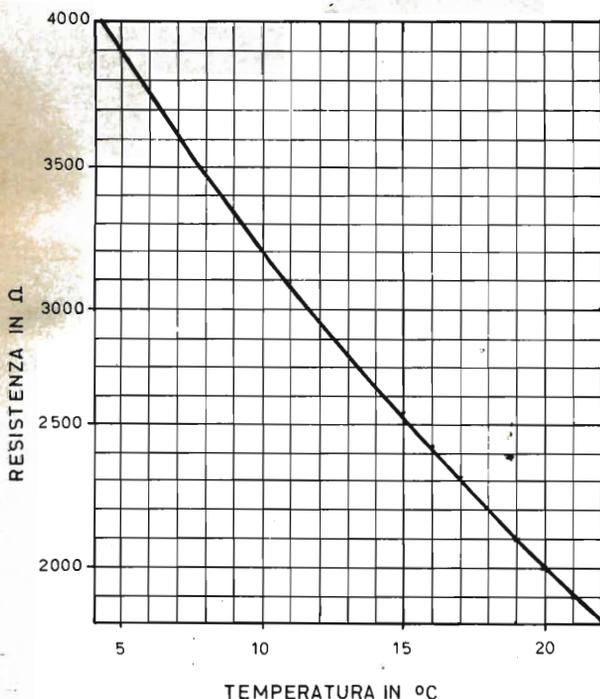



Fig. 2 - Grafico illustrante con buona approssimazione la variazione di resistenza interna del termistore col variare della temperatura.

Per questa realizzazione è possibile usare un termistore Siemens K15, del tipo NTC, ossia a **coefficiente termico negativo**. Dai dati forniti dal fabbricante, risulta che questo elemento presenta una resistenza di 2.000 ohm circa alla temperatura di 20° centigradi, e che la variazione della suddetta resistenza ammonta con buona approssimazione a — 5%, per ogni grado centigrado di aumento della temperatura a cui esso viene esposto: per contro, la

resistenza che esso presenta aumenta del 5% rispetto a un determinato valore di riferimento, per ogni grado centigrado in diminuzione della temperatura.

La **figura 2** è un grafico che rappresenta la curva di variazione della resistenza interna del termistore col variare della temperatura. Verso l'estremità destra della scala orizzontale, riportante una gamma di temperature espressa in gradi, si può appunto notare che, con una temperatura di 20 °C, la resistenza del termistore ammonta a 2.000 ohm. È però altrettanto facile

no riferite alle temperature comprese tra un minimo di 5 ed un massimo di 18 °C.

IL CIRCUITO PRATICO

Il circuito completo del dispositivo che intendiamo descrivere è illustrato alla **figura 3**: in essa si nota che la tensione alternata di rete, di valore pari a 220 volt, viene applicata attraverso l'interruttore generale I a due circuiti separati: il primo circuito fa capo al primario del trasformatore di alimentazione T, mentre il secondo fa capo all'elemento riscaldante

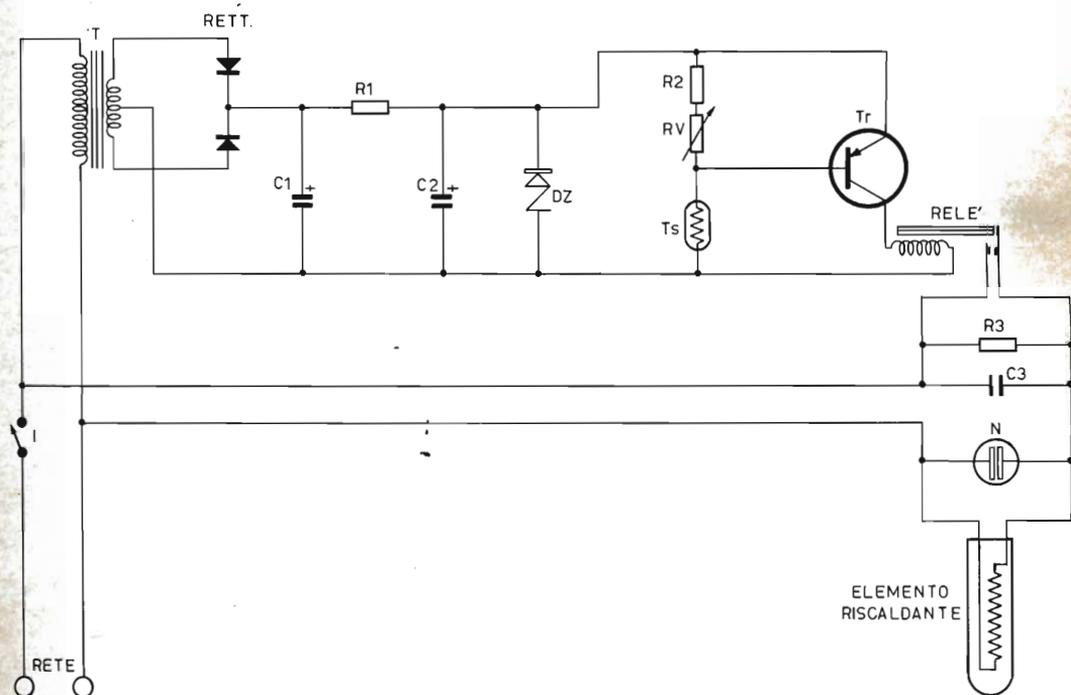



Fig. 3 - Circuito completo del dispositivo termosensibile per il mantenimento a temperatura costante delle soluzioni di sviluppo.

notare che, con variazioni in aumento della suddetta temperatura di 1°, fino ad un massimo di 22°, la resistenza del termistore si riduce approssimativamente ad un valore minimo di circa 1.800 ohm: per contro, se la temperatura ambiente viene ridotta a valori inferiori di 20°, fino ad un minimo di 5°, la resistenza interna aumenta fino al valore approssimativo di 3.900 ohm.

Nel caso al quale ci riferiamo, le variazioni di resistenza che ci interessano so-

costituito da una resistenza ad immersione: tuttavia, il funzionamento di quest'ultima, dipende non soltanto dall'interruttore generale I, bensì anche dal fatto che i contatti azionati dal relé che si trova in serie al circuito di collettore del transistore siano chiusi o meno.

Il secondario del trasformatore T, sprovvisto di presa centrale, fornisce una tensione alternata di 24 volt, con una corrente che può essere anche di soli 100 milliampère: tale tensione viene appli-

cata ad un elemento rettificatore in controfase, per cui all'uscita del rettificatore, e precisamente tra il punto intermedio dei due elementi e la presa centrale del secondario a 24 volt si ottiene una tensione continua di uscita, di valore pari approssimativamente a 12 volt. Questa tensione viene filtrata ad opera delle capacità elettrolitiche C1 e C2, e leggermente attenuata ad opera della resistenza di caduta R1, del valore di 150 ohm. All'uscita della cellula filtrante che segue l'elemento rettificatore è infine presente un diodo Zener, avente una tensione caratteristica di 8,2 volt, ed una dissipazione massima di 1 watt. Il diodo scelto è del tipo 1N1769, di produzione IRC, ed il suo compito consiste semplicemente nel mantenere ad un valore abbastanza costante la tensione fornita dal rettificatore, la quale tensione ammonta quindi ad 8,2 volt.

La tensione così ottenuta viene applicata in primo luogo ad un partitore di tensione, costituito da R2, dalla resistenza variabile RV, e dal termistore Ts, al quale abbiamo già fatto riferimento.

Il lato positivo dell'alimentazione fa capo direttamente all'emettitore del transistore Tr, mentre il lato negativo fa capo al collettore attraverso l'avvolgimento di eccitazione del relé.

Il lettore avrà già compreso che — se il termistore viene adeguatamente isolato ed immerso in un punto qualsiasi della soluzione, naturalmente ad una certa distanza dall'elemento riscaldante — le sue variazioni di resistenza, dovute alle eventuali variazioni di temperature della soluzione in cui esso è immerso, intervengono agli effetti della polarizzazione di base del transistore, così come intervengono anche i vari valori che la resistenza RV può assumere a seconda della posizione del cursore. Di conseguenza, la polarizzazione di base del transistore Tr può essere variata sia in funzione del valore di RV, sia in funzione della temperatura della soluzione.

Il relé adottato, le cui caratteristiche essenziali sono citate nell'elenco dei componenti, ha una potenza di eccitazione di 0,06 watt (60 milliwatt), il che significa che circa 8 milliampère sono sufficienti.

Se si fa in modo che la corrente di eccitazione del relé venga raggiunta nel circuito di collettore esclusivamente quando la temperature della soluzione nella quale il termistore è immerso è di valore inferiore a 18°, e dal momento che il termistore è del tipo a coefficiente termico negativo, si può avere la certezza che, a seguito di un eventuale aumento della temperatura della soluzione, la resistenza del termistore diminuisca di un determinato valore: a seguito della suddetta diminuzione di resistenza, la base viene ad assumere un potenziale maggiormente negativo, il che provoca una riduzione corrispondente della corrente di collettore di Tr: a causa della diminuzione della suddetta corrente di collettore, la corrente di eccitazione del relé non è più sufficiente ad attirare l'equipaggio mobile, per cui l'interruttore secondario che governa il funzionamento della resistenza viene aperto, e la resistenza viene esclusa.

A causa di tutto ciò, la resistenza elettrica di riscaldamento immersa nella soluzione viene dunque alimentata dalla tensione di rete solo quando l'interruttore generale I è chiuso, e solo quando la corrente di collettore del transistore è tale da determinare l'eccitazione del relé. Ne deriva che la temperatura della soluzione di sviluppo viene mantenuta costante al valore di 18°, a patto che la temperatura ambiente non sia di per sè stessa superiore a tale valore.

REALIZZAZIONE PRATICA E MESSA A PUNTO

La realizzazione di questo dispositivo non presenta difficoltà particolari: l'unica difficoltà vera e propria può consistere nel fatto che il termistore deve essere il più possibile isolato dalla massa liquida nella quale viene immerso, il che è possibile esclusivamente servendosi di un sistema relativamente semplice: infatti, come i nostri lettori certamente sanno, è oggi possibile disporre di liquidi che — sottoposti ad un determinato trattamento — permettono di realizzare una massa plastica solida, compatta e perfettamente trasparente, nella quale è possibile annegare qualsiasi tipo di oggetto. Tali materiali vengono usati a volte per la fabbri-

RCF

cazione di soprammobili di varia natura, come pure per la conservazione di fiori, farfalle, francobolli, eccetera. Presso la G.B.C. Italiana è possibile acquistare il

Fig. 4 - Aspetto dell'elemento termosensibile, dopo il procedimento di annegamento in materiale plastico solido. I terminali vengono fatti passare attraverso un tubetto isolante rigido, onde evitare contatti diretti con la soluzione.

prodotto «POLY-KIT», citato a pagina 1.815 del secondo volume del catalogo 1968. Si tratta di una attrezzatura che può essere assai utile al dilettante per vari altri motivi, contenente quindi tutto ciò che è necessario per annegare un oggetto nella materia plastica.

Servendosi di tale attrezzatura, e di un tubetto di resina in materiale rigido, è possibile allestire il dispositivo illustrato alla **figura 4**, che consiste appunto in un termistore immerso in un materiale plastico solido, i cui terminali vengono fatti passare attraverso un tubetto rigido di plastica trasparente, che consente di effettuare il collegamento all'esterno della soluzione in cui l'oggetto viene immerso, senza che ci sia alcun contatto diretto tra l'elemento con i suoi terminali, ed il liquido.

Il dispositivo può essere realizzato assai semplicemente su qualsiasi basetta isolante, nel modo illustrato indicativamente alla **figura 5**. Dall'involucro escono tre cavetti, di cui uno fa capo alla presa di corrente che fornisce la tensione di rete, l'altro fa capo all'elemento termosensibile testé descritto, ed il terzo fa invece capo all'elemento riscaldante di cui si è già detto a suo tempo. Sul lato anteriore è possibile vedere semplicemente la levetta che aziona l'interruttore generale I, e sul piano superiore un riferimento col quale è possibile effettuare la regolazione della manopola di RV, lungo una scala eventualmente tarata in gradi centigradi. Infine, sul pannello frontale è visibile anche una gemma colorata, al di sotto della quale si trova una lampada al neon (N nello schema di figura 3) la cui accensione rivela il fatto che la resistenza dell'elemento riscaldante è sotto tensione, per cui la temperatura della soluzione è in aumento.

Agli effetti della messa a punto, è sufficiente procedere come segue: in primo luogo, dopo aver immerso l'elemento termosensibile e l'elemento riscaldante alla massima distanza possibile tra loro nella bacinella contenente la soluzione di sviluppo, occorre accendere l'interruttore generale I, e regolare il cursore del potenziomentro RV in modo da includere nel circuito tra base ed emettitore tutta la sua resistenza, che viene così a sommarsi al valore di R2. In tali condizioni, si può avere la certezza che la base assume il massimo potenziale negativo, a causa del fatto che la resistenza totale R2 + RV

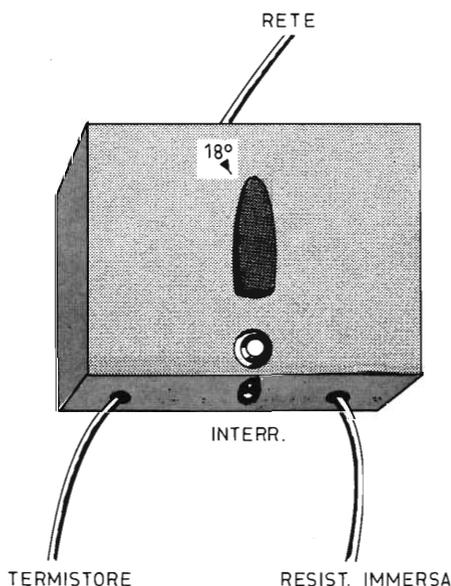



Fig. 5 - Aspetto dell'apparecchio interamente montato, e realizzato in una scatoletta metallica o in plastica di piccole dimensioni, che può essere facilmente installata sul banco di lavoro.

ELENCO DEI COMPONENTI

RIFERIMENTO	DESCRIZIONE	N. G.B.C.
R1	Resistenza da 150 ohm, 2 W	DR/70-5
R2	Resistenza da 50 ohm, 0,5 W	DR/68-1
R3	Resistenza da 50.000 ohm, 1 W	DR/41
RV	Potenziometro a filo da 5.000 ohm	DP/2210
C1	Elettrolitico da 500 μF, 15 V	B/352-8
C2	Elettrolitico da 1.000 μF, 35 V	B/533-3
C3	Condensatore a carta, da 10.000 pF, 1.500 V	B/200-21
Tr	OC 72 o similare	—
DZ	Diodo zener da 8,2 V tipo 1N1769	—
Rettificatore	Elemento in controfase, 12 V, 500 mA max.	E/15-1
T	Trasformatore con primario 220 V, e secondario 2 × 12 V, 100 mA	—
Relé	6 V - 60 mW - 384 ohm	GR/1600
Ts	Termistore Siemens	DF/380
I	Interruttore a levetta	GL/1200
N	Lampada al neon	GH/1010
VARIE		
	Un supporto per lampada al neon	GH/2360
	Una resistenza di riscaldamento (vedi testo)	
	Una scatoletta in metallo o in plastica	
	10 cm di tubetto trasparente rigido in plastica	
	Una scatola di Poly-kit	LC/1800

La SGS ultimamente ha potuto risolvere il problema dell' uso dei componenti TTL nella progettazione dei sistemi logici.
Le difficoltà incontrate sono dovute alla necessità di usare nel complesso del sistema delle interconnessioni le più corte possibili per evitare le riflessioni delle tensioni. La SGS incorporando dei diodi di limitazioni in tutti gli ingressi dei circuiti della serie TTμL 9000 ha eliminato tutti gli inconvenienti presentati. Tutti i dispositivi della serie TTμL 9000 includono diodi di limitazioni e i risultati dati dalle prove sono ottimi.

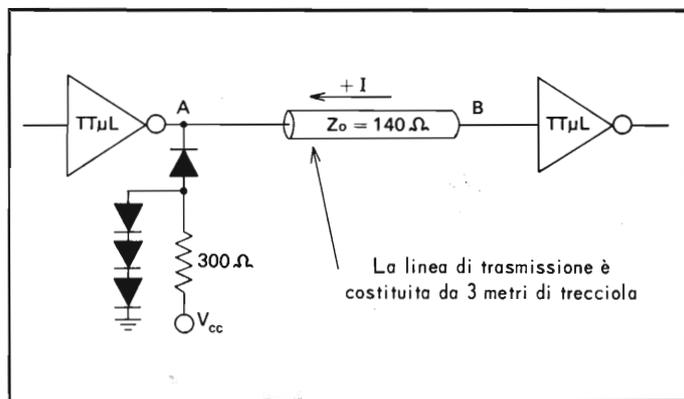



Fig.: Circuito di prova che illustra il collegamento tra 2 porte TT μL con una trecciola di 3 mm.

è certamente superiore alla resistenza interna del termistore immerso nella soluzione.

Ciò fatto, occorre aggiungere alla soluzione (che in fase di taratura può essere acqua semplice) una quantità di acqua calda sufficiente affinché — con l'aiuto di un buon termometro — sia possibile portare l'intera massa alla temperatura esatta di 18° centigradi. Una volta raggiunta tale temperatura in tutta la massa liquida, occorre aspettare un minimo di cinque minuti affinché l'elemento termosensibile Ts assuma anch'esso la suddetta temperatura, la quale deve superare l'involucro isolante che circonda il termistore. Ciò fatto, si può avere la certezza che l'elemento termosensibile ha assunto il valore resistivo corrispondente alla temperatura di 18°.

In tali condizioni, è sufficiente regolare RV al valore di soglia in corrispondenza del quale la lampada al neon N tende a spegnersi: ciò significa che — ruotando la manopola di RV — deve trovarsi un punto di corrispondenza del quale la lampadina si accende. A partire da tale posizione, qualsiasi rotazione della manopola che tenda a diminuire il valore di RV lascerà la suddetta lampada accesa, mentre qualsiasi spostamento della manopola in senso contrario, tale cioè da aumentare il valore di RV, determinerà lo spegnimento della lampadina. Naturalmente, il fatto che la lampadina al neon sia accesa o spenta significa semplicemente che la resistenza di riscaldamento è rispettivamente inserita o disinserita.

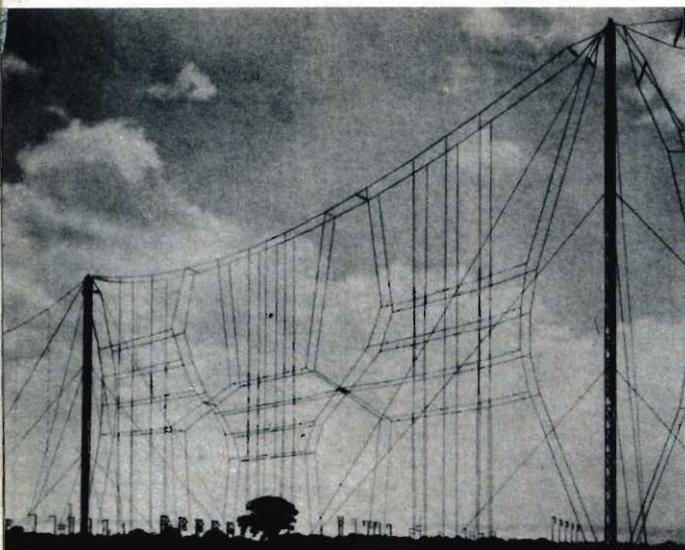
Se la medesima operazione viene eseguita con una certa dose di pazienza, variando la temperatura del liquido nel quale la resistenza e l'elemento termosensibile sono immersi, di pochi gradi in più (procedendo di 1° alla volta) o di diversi gradi in meno (sempre procedendo di 1° alla volta) rispettivamente aggiungendo acqua calda o fredda ed agitando opportunamente la massa liquida, con l'aiuto del termometro di controllo è possibile stabilire sul quadrante di RV tutte le posizioni corrispondenti alle varie temperature comprese tra un minimo ed un massimo. In linea generale — tuttavia — ciò non è necessario, in quanto è sufficiente individuare la sola posizione corrispondente appunto alla temperatura costante di 18°. Una volta individuata tale posizione, la manopola deve essere lasciata su di essa, in modo tale che l'elemento riscaldante venga messo in funzione esclusivamente quando la temperatura della soluzione si abbassa al di sotto del valore prescritto di 18°.

CONCLUSIONE

Il dispositivo descritto è della massima semplicità, e può essere realizzato senza una spesa eccessiva, considerando anche che l'attrezzatura necessaria per isolare l'elemento termosensibile rimane pressoché inalterata, in quanto il consumo di materiale è minimo; inoltre, tale attrezzatura può essere vantaggiosamente impiegata per numerosi altri scopi. La rapidità di funzionamento del dispositivo descritto dipende esclusivamente dalle caratteristiche intrinseche del termistore, e non è certamente paragonabile a quella delle apparecchiature elettroniche più complesse, appositamente disponibili in commercio per il medesimo scopo. Tuttavia, per le normali esigenze del dilettante, le prestazioni di questo dispositivo sono più che soddisfacenti in quanto consentono di mantenere costante la temperatura della soluzione di sviluppo, entro $\pm$ 0,5 °C, con un tempo di inerzia del relé pari a circa 25 secondi dopo ogni variazione apprezzabile di temperatura.

Si noterà che in parallelo ai contatti del relé sono presenti due componenti in parallelo, e precisamente C3 ed R3; tali componenti hanno semplicemente il compito di ridurre la scintilla che si produce tra i due contatti del relé, ogni qualvolta essi vengono aperti o chiusi, al solo scopo di evitare che col tempo si presentino fenomeni di ossidazione.

La resistenza R2, in serie ad RV, serve solo come misura precauzionale, onde evitare che — con una repentina e completa rotazione di RV — la base e l'emettitore di Tr vengano cortocircuitati.

Se realizzato con sufficiente cura, e se la messa a punto viene effettuata nei confronti della temperatura di 18° con l'aiuto di un termometro abbastanza preciso, questo strumento si rivelerà utile per un periodo di tempo indeterminato, e presenta la massima sicurezza di funzionamento.

RADIO DIFFUSIONE E TV

a cura di P. Soati

LA RICEZIONE DELLE STAZIONI DI RADIODIFFUSIONE E TELEVISIVE

Fin dal sorgere della radiotelegrafia numerosi furono gli appassionati a questo nuovo genere di comunicazioni che dedicarono il loro tempo libero alla intercettazione delle emittenti radiotelegrafiche prima e di quelle radiofoniche dopo, autocostruendosi gli apparecchi riceventi secondo le istruzioni fornite dalle poche riviste di elettrotecnica che erano pubblicate in quell'epoca in Europa ed in America. Le stesse riviste comunicavano altresì i dati relativi alle stazioni che sorgevano via via nelle varie località del globo.

A quei tempi ci si accaniva, ed il termine è esatto, a ricevere le stazioni tedesche di Zeesen, quelle radiotelegrafiche di Coltano e di Roma, Poldhu, le radiofoniche inglesi, quelle olandesi ed altre.

Con l'estendersi della rete radiofonica mondiale, specialmente nelle gamme delle onde corte, a fianco dei radioamatori, la cui attività consisteva nel comunicare fra loro mediante impianti trasmittenti e riceventi di loro costruzione, comparirono numerosi i dilettanti di ricezione. Si fondarono dei veri « club » che oggigiorno si sono moltiplicati, i cui aderenti inviavano « rapporti di ricezione » alle sedi delle emittenti captate ricevendone in cambio cartoline QSL ed oggetti ricordo.

Naturalmente con il passare del tempo furono edite apposite pubblicazioni contenenti gli orari di emissione, le frequenze usate dalle varie stazioni e tutte quelle notizie che interessavano coloro che si dedicavano ad un tale genere di attività tanto utile quanto dilettevole.

Anche l'Italia a partire dal 1930 ebbe le sue emittenti radiofoniche ad onda corta ma in effetti il numero degli ascoltatori, sia nel nostro paese che nelle colonie degli emigrati italiani all'estero, per una serie di motivi piuttosto complessa, fu sempre piuttosto scarso.

Tenendo conto che attualmente con lo estendersi ed il perfezionarsi delle reti radiofoniche in tutte le gamme d'onda, e di quelle a modulazione di frequenza e televisive, l'interesse per la ricezione delle stazioni radiofoniche sembra essersi notevolmente acuito, almeno a giudicare dalle sollecitazioni a pubblicare elenchi e suggerimenti che pervengono sia alle redazioni delle riviste di elettronica sia agli enti interessati, è nostra intenzione di intrattenerci alquanto su questo argomento allo scopo di consentire ai nostri lettori che sono interessati alla ricezione sia delle suddette stazioni, di chiarire gli eventuali dubbi ed avere sottomano una guida che consenta loro di ottenere i migliori risultati.

STAZIONI AD ONDA MEDIA

È noto come le stazioni ad onda media abbiano lo scopo precipuo di servire le zone regionali e quelle nazionali, oltre a quelle europee il cui compito è però riservato alle stazioni di notevole potenza ed a quelle che lavorano nella gamma delle onde lunghe. A questo proposito è bene precisare che il raggio diretto delle onde medie si propaga lungo la superficie terrestre attenuandosi progressivamente, e piegandosi secondo la curvatura della superficie terrestre stessa superandone le asperità ed adattandosi ad esse. La distanza che può raggiungere il raggio diretto dipende dalla potenza della stazione, dal tipo e dall'altezza dell'antenna usata (tanto in trasmissione quanto in ricezione) dalla lunghezza d'onda e dalla natura del terreno. Per stazioni di notevole potenza il raggio diretto può superare distanze dell'ordine dei 150 chilometri.

Mentre il raggio diretto assicura la ricezione nelle zone limitrofe al trasmettitore durante il giorno e la sera i raggi indiretti, che sono riflessi dagli strati ionosferici, compaiono soltanto nelle ore serali e notturne e consentono la ricezione fino a centinaia, o migliaia di chilometri in funzione della potenza della stazione, delle caratteristiche dell'antenna e di altri fattori.

EMISSIONI AD ONDA CORTA

Le trasmissioni radiofoniche sulle gamme delle onde corte hanno invece lo scopo di assicurare le comunicazioni a distanze maggiori in funzione della lunghezza d'onda usata ed esse sono le sole, salvo le stazioni ad onda lunghissima aventi potenze eccezionali, che permettano di stabilire collegamenti a grandissima distanza.

Le trasmissioni radiofoniche sulle onde corte dovrebbero avere il compito di tenere aggiornati i cittadini di una data nazione, che vivono lontani dalla loro terra natale, degli avvenimenti che si verificano in essa e di creare un autentico ponte radio che li faccia sentire meno isolati dalla madre patria.

In secondo luogo esse hanno il preciso compito di rendere note all'estero le caratteristiche culturali, scientifiche o di altra natura che caratterizzano la nazione che origina le emissioni e di facilitare lo apprendimento della lingua. Purtroppo il recente dopo guerra ha dato a queste emittenti un'altra funzione: quella della propaganda politica la quale, dovendo essere effettuata nel maggior numero di lingue possibili ha fatto perdere loro molte di quelle che erano le caratteristiche primitive.

Può essere opportuno che un radiascoltatore sappia che nell'attivare una stazione ad onda corta occorre risolvere una vasta serie di problemi non sempre conciliabili fra loro. In primo luogo è indispensabile stabilire verso quali località dovranno essere dirette le emissioni nell'arco delle ventiquattro ore. Quindi in funzione delle distanze da coprire, delle ore del giorno, delle stagioni in cui le emissioni saranno effettuate, si dovrà stabilire la potenza necessaria, la gamma di frequenze nelle quali il trasmettitore dovrà funzionare. È noto infatti che per coprire una data area, situata ad esempio in Europa, e per una data ora, non potrà essere impiegata la stessa gamma di frequenze adoperata per comunicare, sempre ad esempio, con l'Estremo Oriente o il Nord America. Ciò è in stretta relazione con le condizioni di propagazione delle onde che, come abbiamo già dettagliatamente spiegato in passato, su que-

sta stessa rivista, dipendono dai percorsi effettuati, ragione per cui la MFU (massima frequenza usabile) varia in funzione delle ore diurne o notturne, delle stagioni e dei cicli solari (dei quali quello undecennale è maggiormente tenuto in considerazione).

È evidente quindi che le stazioni trasmittenti dovranno disporre di antenne direttive ad alto guadagno in modo da irradiare la massima energia possibile nella direzione voluta eliminando la presenza di lobi importanti verso altre direzioni la qualcosa provocherebbe la sottrazione di una buona parte dell'energia al fascio principale. La scelta del percorso da far seguire alle onde assume notevole importanza nel caso di comunicazioni a grandissima distanza, cioè verso gli antipodi, dove in qualche caso è possibile far seguire alle onde em tanto il percorso di levante quanto quello di ponente.

In definitiva occorre agire in modo che i segnali trasmessi giungano al posto ricevente con una buona intensità, condizione questa che è indispensabile affinché in presenza di interferenze la ricezione, anche se difficoltosa, sia sempre possibile e di conseguenza la modulazione sia resa intelligibile.

Non è raro infatti il caso per cui la scarsa sensibilità in ricezione sia dovuta ad una potenza di irradiazione insufficiente, ad antenne trasmittenti non efficienti (calcolate in modo non ortodosso, con presenza di lobi secondari, direttività non esatta, adattamento con la linea di trasmissione erronea ecc.). all'uso di frequenze non adatte al tipo di collegamento, alla percentuale di modulazione troppo bassa. Quest'ultimo inconveniente è un male cronico delle stazioni appartenenti agli stati meno avanzati tecnicamente.

Occorre anche precisare che le emittenti radiofoniche ad onde corte che debbano servire una zona prefissata vengono a trovarsi in condizioni di inferiorità rispetto alle stazioni radiotelegrafiche. Quest'ultime infatti dispongono di più frequenze su gamme differenti di modo che se una di queste, prevista per un dato collegamento, si dimostra, per una ragione qualsiasi, inutilizzabile gli operatori possono immediatamente cambiarla fino a trovare la gamma che si presta maggiormente alle nuove esigenze. Ciò evidentemente non è possibile alle stazioni radiofoniche che debbono rispettare determinati orari e frequenze, che sono stati prefissati all'inizio della stagione. Si cerca di ovviare a questo inconveniente impiegando per l'emissione di uno stesso programma due o più frequenze in altrettante gamme differenti. Agendo in tal senso si spera che il radioascoltatore, che incontri delle difficoltà a ricevere una stazione in una determinata frequenza, abbia maggiori possibilità di un buon ascolto passando su un'altra gamma.

In considerazione del fatto che le frequenze fissate dal CCIR non possono essere esclusive dato l'elevato numero di stazioni radiofoniche che esistono attualmente, la ricezione sulle onde corte (ed anche quella delle onde medie), è soggetta a notevoli interferenze. Generalmente l'assegnazione delle frequenze viene ripartita in modo tale che ciascuna di esse non possa essere attribuita contemporaneamente a due distinti paesi che se ne servano per coprire, nelle stesse ore, la stessa area di servizio od un'area limitrofa. Si tratta purtroppo di un problema non sempre facile da risolvere dato che alcune nazioni hanno installato stazioni abusive fuori del loro territorio e nelle più svariate lacalità del mondo, con la conseguenza di ridurre notevolmente lo spettro di gamma a disposizione delle stazioni di altri paesi.

Riassumendo possiamo concludere che una stazione radiofonica dovrebbe essere installata in modo tale che i suoi segnali, che arrivano nelle zone riceventi, possano essere comprensibili non solo a chi disponga di apparecchi di tipo professionale o semi professionale, ma anche a coloro che adoperano apparecchi a transistori di media sensibilità. Occorre tenere presente, a questo riguardo, che le maggiori difficoltà che rendono difficile la ricezione delle emissioni radiofoniche, qualora essa sia effettuata tramite apparecchi non professionali, più che alla scarsa sensibilità di questi ultimi sono dovute alla loro limitata selettività che ha come conseguenza di rendere particolarmente ardua la ricerca delle stazioni da

parte di chi non abbia in merito una buona esperienza (di qui la necessità alla quale facevamo cenno più sopra di avere segnali molto forti in arrivo).

Per avere la conferma di quanto sopra abbiamo eseguito un semplice esperimento. Scelte tre stazioni aventi una intensità di ricezione definibile come « discreta » ne abbiamo proposto la ricerca a cinque persone diverse.

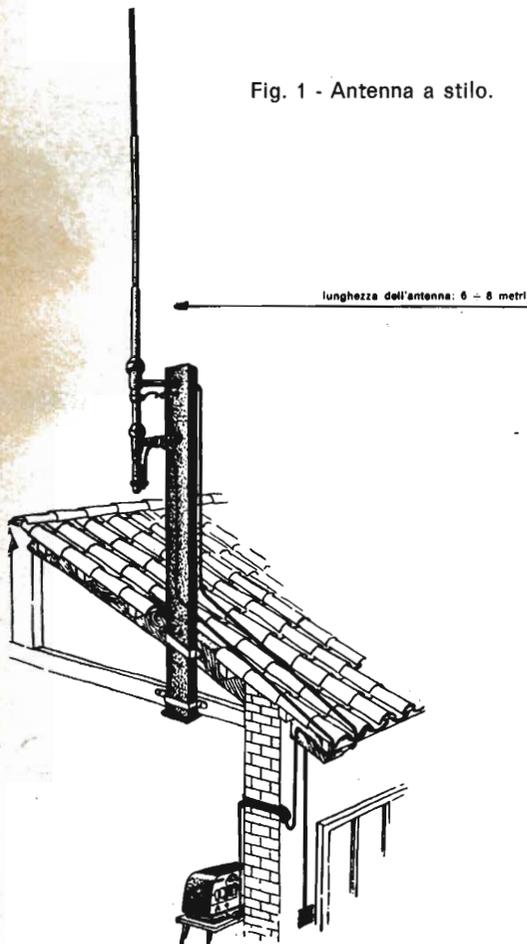



Fig. 1 - Antenna a stilo.

Tre di esse pur conoscendo la lingua di emissione non sono state in grado di reperirle mediante l'uso di un ricevitore a 16 transistori di discreta sensibilità, altre due persone sono riuscite a rintracciarne una ciascuna. Un operatore le ha individuate tutte e cinque nel giro di 4 minuti.

La stessa prova eseguita mediante l'impiego di un ricevitore semi-professionale, provvisto di antenna esterna, ha consentito l'individuazione di tutte e tre le stazioni da parte delle cinque persone in un periodo di tempo compreso fra i cinque e gli undici minuti.

Si può comunque affermare che con un po' di pratica attualmente la ricezione delle stazioni estere ad onda corta, così utili per l'apprendimento delle lingue, possa essere effettuata anche mediante l'uso di ricevitori normali almeno per quei paesi che dispongono di stazioni particolarmente efficienti quali l'Inghilterra, l'Unione Sovietica, la Francia, la Cecoslovacchia, la Germania, gli Stati Uniti, ecc.

RICEZIONE DELLE STAZIONI AD ONDE LUNGHE E MEDIE

Qualora si debbano ricevere le stazioni locali, regionali o le stazioni di notevole potenza durante le ore diurne, serali e notturne (comprese anche quella ad onda lunga) generalmente è sufficiente l'impiego dell'antenna a ferrite che è incorporata nei moderni ricevitori a transistori. Nei ricevitori che non dispongano di questo genere di antenna essa può essere sostituita dal solito spezzone di filo o da uno dei molti tipi di antenna a quadretto o a molla estensibile.

Naturalmente queste soluzioni sono possibili soltanto nel caso in cui il segnale sia piuttosto robusto ed i disturbi trascurabili, cioè che esista un elevato rapporto tra i segnali ed i disturbi.

Qualora i disturbi siano forti, cosa che si verifica comunemente negli abitati, oppure la modulazione delle stazioni che si desidera ricevere giunga con intensità piuttosto scarsa è opportuno ricorrere all'installazione di un impianto di antenna esterno.

Se lo spazio a disposizione è limitato si installerà un'antenna a stilo, della lunghezza di circa 8 metri, che eventualmente potrà essere usata anche per la ricezione delle emissioni ad onda corta, le cui caratteristiche sono indicate nelle figure 1 e 2. Esistono dei complessi riceventi comprendenti le antenne riceventi per il primo ed il secondo canale TV, eventualmente per la FM, e lo stilo adatto per la ricezione delle emittenti ad onda lunga, media e corta.

Un'antenna maggiormente efficiente destinata alla ricezione delle stazioni ad onda media e lunga, e per migliorare altresì la ricezione delle stazioni ad onda corta, è quella illustrata in figura 3, che è nota con il nome di antenna ad « L » rovesciato. L'orientamento più conveniente di questa antenna, che peraltro è poco direzionale, è quello perpendicolare alla direzione di provenienza delle onde em, cioè perpendicolare all'asse che congiunge idealmente l'antenna ricevente a quella trasmittente.

fascetta di bloccaggio
isolatore
scaricatore connesso metallicamente alla terra
isolatore
fascetta di ancoraggio del cavo
staffe portanti l'aereo, collegate con il filo di terra
connessione metallica solidale col supporto per la messa a terra
fascetta di bloccaggio
calza schermante
adattatore
piastra di ceramica o plexiglas
cavo per la messa a terra
ricevitore
A T
calza schermante
5000 pF (eventuale)

Fig. 2 Installazione di un'antenna a stilo.

L'antenna ad L rovesciato dovrà essere collegata al ricevitore tramite un cavo ad alta impedenza. Mentre nelle zone libere da edifici e lontane dai disturbi si può usare una normale discesa costituita dal conduttore identico a quello impiegato per realizzare la sezione orizzontale, nei centri abitati e nelle località notevolmente soggette a disturbi si dovrà usare, come discesa, del cavo coassiale avente un impedenza compresa fra i 100 ed i 300 Ω. Come conduttore di antenna si sceglierà preferibilmente della treccia di bronzo fosforoso, o di rame, avente il diametro di circa 4 millimetri. Se nelle vicinanze sono presenti delle linee elettriche ad alta tensione, linee ferroviarie o linee telegrafiche, l'antenna dovrà essere disposta perpendicolarmente ad esse ed il più lontano possibile.

I pali di sostegno dovrebbero essere in legno e piuttosto alti. In caso di impossibilità ad usare detto materiale si potrà ricorrere ai soliti pali metallici curando maggiormente l'isolamento del conduttore orizzontale e tenendolo ad una certa distanza dai pali stessi.

Nel trattare le antenne destinate alla ricezione delle stazioni radiofoniche ad onda corta ne illustreremo alcuni tipi che si adattano perfettamente anche alla ricezione delle onde medie-lunghe.

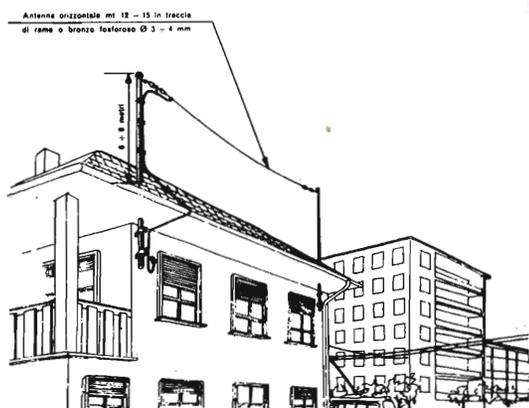



Fig. 3 - Antenna a L rovesciato.

In casi di particolari disturbi dovuti ad alla presenza di altre stazioni sullo stesso canale, si può ricorrere all'antenna a quadro (o a telaio) che abbiamo descritto a suo tempo nella rubrica « i lettori ci scrivono ».

ELENCO DELLE STAZIONI ITALIANE AD ONDA MEDIA SUDDIVISE PER REGIONI

L'elenco che riportiamo qui di seguito contiene tutte le stazioni ad onda media

italiane, suddivise per programmi e per regioni, di modo che i lettori potranno scegliere per l'ascolto la frequenza più adatta in funzione della località nella quale risiedono o si trovano di passaggio. Ciò sarà di notevole utilità specialmente per coloro che siano in possesso di apparecchi autoradio.

Facciamo presente che recentemente la potenza delle stazioni di Roma 1 e Ro-

LOCALITA'	Programma Nazionale	Secondo Programma	Terzo Programma
	kHz	kHz	kHz
PIEMONTE			
Alessandria		1448	
Biella		1448	
Cuneo		1448	
Torino	656	1448	1367
AOSTA			
Aosta	566	1115	
LOMBARDIA			
Como		1448	
Milano	899	1034	1367
Sondrio		1448	
ALTO ADIGE			
Bolzano	656	1484	1594
Bressanone		1448	1594
Brunico		1448	1594
Merano		1448	1594
Trento	1061	1448	1367
VENETO			
Belluno		1448	
Cortina		1448	
Venezia	656	1034	1367
Verona	1061	1448	1594
Vicenza		1484	
FRIULI - VEN. GIULIA			
Gorizia	1578	1484	
Trieste	818	1115	1594
Trieste A (in sloveno)	980		
Udine	1061	1448	
LIGURIA			
Genova	1578	1034	1367
	1578	1448	
Savona		1484	
Sanremo		1034	
EMILIA			
Bologna	566	1115	1594
Rimini		1223	
TOSCANA			
Arezzo		1484	
Carrara	1578		
Firenze	656	1034	1367
Livorno	1061		1594
Pisa		1115	1367
Siena		1448	

LOCALITA'	Programma Nazionale	Secondo Programma	Terzo Programma
	kHz	kHz	kHz
MARCHE			
Ancona	1578	1448	
Ascoli P.		1448	
Pesaro		1313	
UMBRIA			
Perugia	1578	1448	
Terni	1578	1484	
LAZIO			
Roma	1331	845	1367
ABRUZZO			
L'Aquila	1578	1484	
Pescara	1331	1034	
Teramo		1484	
MOLISE			
Campobasso	1578	1223	
CAMPANIA			
Avellino		1484	
Benevento		1448	
Napoli	656	1034	1367
Salerno		1448	
PUGLIA			
Bari	1331	1115	1367
Brindisi	1578	1484	
Foggia	1578	1313	
Lecce	1578	1484	
Salento	566	1034	
Squinzano	1061	1448	
Taranto	1578	1313	
BASILICATA			
Matera	1578	1313	
Potenza	1578	1034	
CALABRIA			
Catanzaro	1578	1313	
Cosenza	1578	1484	
Reggio C.	1578		
SICILIA			
Agrigento		1448	
Caltanissetta	566	1034	
Catania	1061	1448	1367
Messina		1115	1367
Palermo	1331	1448	1367
SARDEGNA			
Cagliari	1061	1448	1594
Nuoro	1578	1484	
Sassari	1578	1448	1367

ma 2 e Milano 1 è stata notevolmente aumentata allo scopo di consentire la loro ricezione su tutto il territorio nazionale ed anche all'estero. Anche la ricezione della stazione di Bologna 1, in virtù del cambiamento di frequenza, è migliorata notevolmente.

(Allo scopo di migliorare le condizioni di ricezione locale, durante l'anno 1968 verranno effettuati alcuni cambiamenti di frequenza fra i quali sono probabili i seguenti: S. Remo 2 da 1034 a 1223 kHz; Ancona 2 da 1448 a 1313 kHz; Pesaro 2 da 1313 a 1430 kHz; Perugia 2 da 1448 a 1223 kHz; Foggia 2 da 1313 a 1430 kHz; Taranto 2 da 1313 a 1430 kHz; Messina 2 da 1115 a 1223 kHz; Palermo 2 da 1448 a 1115 kHz).

ELENCO DELLE STAZIONI EUROPEE CHE TRASMETTONO SULLA GAMMA DELLE ONDE LUNGHE

Nel dare l'elenco aggiornato delle stazioni europee che trasmettono sulle gamme delle onde lunghe e medie indicheremo con le prime tre o quattro cifre la frequenza in kilohertz con le altre tre quelle in Hertz. La quarta cifra, relativa ai decimi di Hertz, sarà riportata esclusivamente per le stazioni di notevole stabilità. Con ciò pensiamo di far cosa grata oltre che ai radio ascoltatori anche ai laboratori ai quali può essere della massima utilità la conoscenza della presenza di frequenze campioni particolarmente stabili che potranno usare per la taratura di oscillatori, o altre apparecchiature.

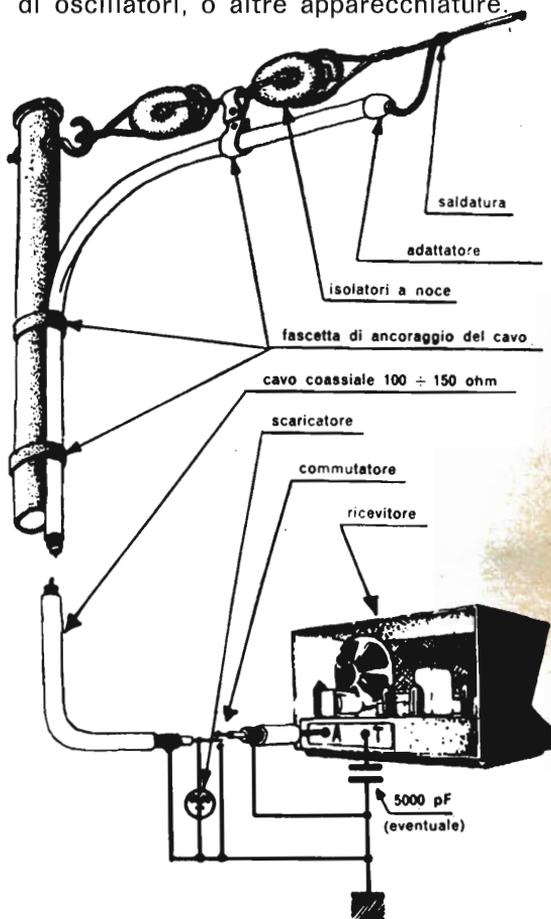



Fig. 4 - Installazione di antenna a L rovesciato.

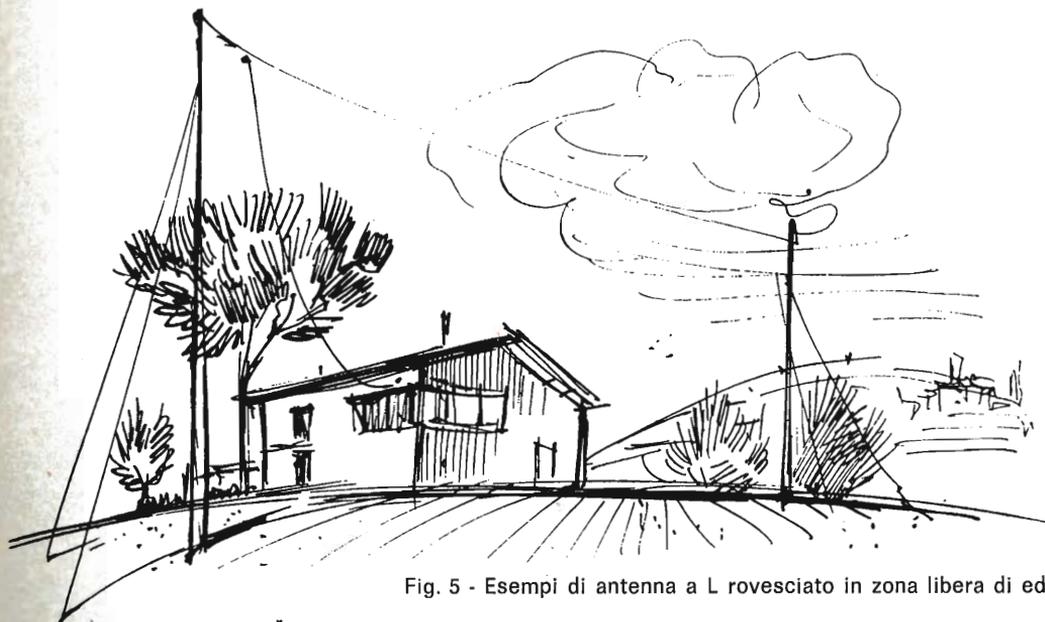
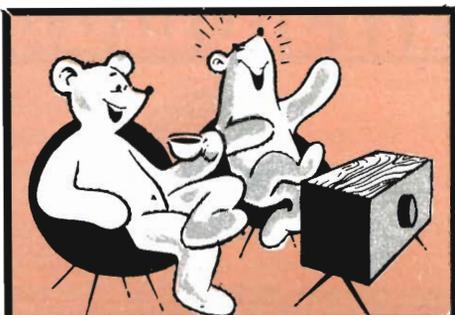



Fig. 5 - Esempi di antenna a L rovesciato in zona libera di edifici.

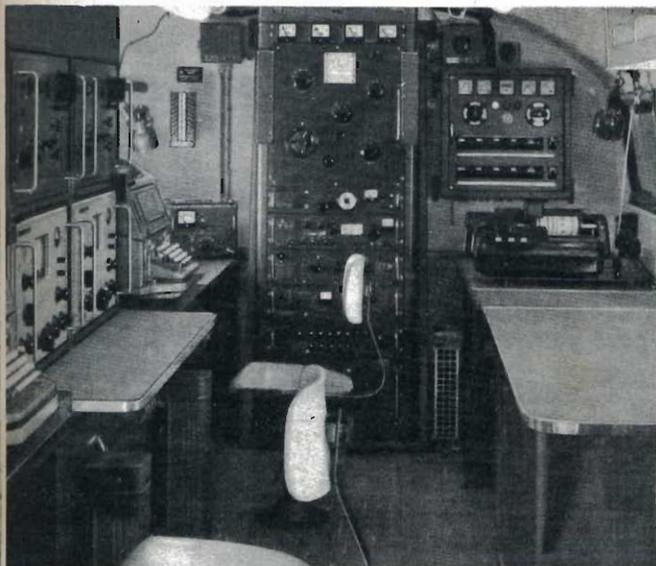
STAZIONE	NAZIONE	POTENZA kW	FREQUENZA kHz
MOSKVA	URSS	50	150,9998
DONEBACH	Germania RF	70	151,0000
BRASOV	Romania	600	154,996
TROMSOE	Norvegia	10	154,998
URSS	URSS		154,999
ALLOUIS	Francia	1100	164,0000
TACHKENT	URSS	50	164,000
MOSKVA	URSS	500	173,0000
SAARLOUIS	Germania RF	1000	180,0000
ANKARA	Turchia	120	182,002
LULEA	Svezia	1	182,000
ORANIENBURG	Germania RD	750	185,0000
ALMA ATA	URSS	50	182,001
MOTALA	Svezia	600	191,0000
TBILISI	URSS	50	191,000
DROITWICH	Inghilterra	400	200,0000
MOSKVA	URSS	100	200,0000
LENINGRAD	URSS	100	200,0000
ASHKHABAD	URSS		200,00
KAZAN	URSS		200,0
REYKJAVIK	Islanda	100	209,000
KIEV	URSS	150	209,000
OSLO	Norvegia	200	218,0000
MONTECARLO	Monaco	2 x 600	218,000
BAKU	URSS	50	218,001
KRANOIARSK	URSS	50	218,000
WARSZAWA	Polonia	500	227,0000
ALMA ATA	URSS	50	227,000
LUXEMBOURG	Lussemburgo	1100	232,995
LENINGRAD	URSS	100	236,0000
KALUNDBORG	Danimarca	150	245,000
ERZERUM	Turchia	100	245,004
VLADIVOSTOCK	URSS		245,000
LAHTI	Finlandia	200	254,0000
EREVAN		50	
DUCHANBE	URSS	50	253,999
KAZAN		100	
MOSKVA	URSS	150	263,0000
BERLIN	Germania RD	100	263,001
UHERSKE H.	Cecoslovacchia	200	272,000
MINSK	Bielorussia	100	281,0000
KHARKOV	URSS	50	385,
MOSKVA	URSS	100	395,
MINSK	URSS	100	400,000
OULU	Finlandia	10	433,000

VIDEO RISATE

« Se è qui per i miei soldi devo chiamare la polizia, se invece è qui per me chiamo il manicomio!... ».

« Scusi, ha una presa per il rasoio elettrico di mio marito?... ».

TELE-WEST

« Non per smorzare il vostro entusiasmo, brav'uomo, ma vorrei farvi presente che qui sotto passa l'oleodotto della Petrol Company... ».

« In questo momento il nostro esperto ci sta trasmettendo le previsioni metereologiche... »

RADIO AMATORI

a cura di P. Soati

RADIOCOMUNICAZIONI RADIANTISTICHE SPAZIALI

É evidente che l'attività dei radioamatori per essere produttiva ed utile ai fini scientifici non può ristagnare nei soliti collegamenti a schemi fissi, che se possono essere indispensabili agli iniziandi al fine di consentire loro di acquisire una buona esperienza nel campo delle radiocomunicazioni, con il passare del tempo si dimostrano monotoni e talvolta pedanti ed inutili.

Non bisogna dimenticare che i radioamatori, alla loro origine, hanno avuto il grande merito di indicare la giusta strada che avrebbe dovuto essere seguita successivamente per consentire di comunicare con gli antipodi mediante l'impiego delle onde corte e quindi è senz'altro opportuno che anche adesso gli OM più qualificati dedichino la loro esperienza e, diciamolo pure, le loro possibilità finanziarie, verso obiettivi più seri ed impegnativi che possano servire, come in passato, a dare un effettivo contributo al nuovo corso della scienza delle comunicazioni.

Interessanti, sotto questo punto di vista, sono senz'altro i collegamenti radio eseguiti tramite le riflessioni delle onde elettromagnetiche sulla superficie lunare, su quella di altri pianeti o dei satelliti artificiali messi in orbita dall'uomo, tenuto conto che essi in avvenire assumeranno senz'altro una ben maggiore importanza.

A questo proposito sappiamo che già nel 1963 alcuni radioamatori americani, finlandesi e sovietici sono riusciti a stabilire dei collegamenti a distanza sfruttando la riflessione delle onde em sulla Luna, cosa che più recentemente è avvenuta anche da parte di radioamatori francesi, polacchi, inglesi e di altri paesi.

GENERALITA' DEI COLLEGAMENTI RADIO PER RIFLESSIONE LUNARE

I collegamenti radio a grande distanza per riflessione da satelliti, e nel nostro caso dalla superficie lunare, sono soggetti ad alcuni fenomeni la cui conoscenza è della massima importanza per ope-

rare in tale campo con buona probabilità di riuscita.

Innanzi tutto occorre ricordare che la distanza media che separa la Luna dalla Terra è di circa 384.365 chilometri la qualcosa significa che una emissione radio riflessa dalla superficie lunare verso lo stesso posto emittente, situato sulla Terra, deve percorrere almeno 768.730 chilometri. Essendo la velocità approssimativa di propagazione delle onde em di 300 mila chilometri al secondo, se ne deduce che i segnali radio impiegheranno a coprire l'intero percorso di andata e ritorno circa 2 minuti primi e 56 secondi (2'56"). Il percorso, e di conseguenza il tempo impiegato dai segnali, saranno leggermente superiori se il posto ricevente si trova a notevole distanza dal posto trasmittente, come è messo in evidenza dalle figure 1 e 2.

Fig. 1 Segnale riflesso verso lo stesso posto emittente.

Questo ritardo dei segnali, dovuto alla lunghezza del tragitto che essi devono percorrere, per quanto concerne le emissioni dirette alla Luna non rappresenta una grave difficoltà, lo sarà peraltro nei confronti delle comunicazioni spaziali con, o tramite, altri pianeti che si trovino a distanze maggiori perché in questo caso sarà necessario attendere un certo periodo di tempo prima di poter ricevere la risposta ad una data comunicazione.

Se si dovesse ad esempio comunicare con una stazione radio installata sul pianeta Giove, qualora esso si trovasse alla massima distanza dalla Terra che è dell'ordine di 965.000.000 chilometri, è ovvio che un dispaccio per giungere a destinazione impiegherebbe circa 3216 secondi pari a 53 minuti, cioè circa un'ora, e di conseguenza il tempo minimo per avere una brevissima risposta, tenendo conto che il percorso di andata e ritorno in tal caso sarebbe di 1.930.000.000 di chilometri, corrisponderebbe a 6433 secondi pari a ben 107 minuti. Se si dovesse comunicare invece con un pianeta del sistema solare più vicino al nostro, che dista dalla Terra circa tre anni luce ed otto mesi, la risposta ad un nostro messaggio ci perverrebbe soltanto dopo sette anni e mezzo.

Fig. 2 - Radiocomunicazioni tramite riflessione lunare.

Per restare sull'argomento delle riflessioni lunari delle onde em, va detto che il tempo che impiegano i segnali ad effettuare l'intero percorso di andata e ritorno può essere utilizzato vantaggiosamente dai radioamatori i quali ricevendo le eco dei propri segnali con un certo ritardo sono messi in grado di controllare se la messa a punto dei loro apparecchi è stata effettuata in modo regolare,

di stabilire se la potenza impiegata è sufficiente ad assicurare eventuali collegamenti con altre stazioni e di consentire l'eventuale miglioramento dei sistemi di antenna. Naturalmente detti controlli dovranno essere eseguiti mediante la emissione di segnali telegrafici molto brevi, come ad esempio una serie di punti o di brevissime linee, spaziati fra di loro non meno di tre secondi.

E' evidente che un tale genere di collegamenti dovrà essere effettuato, specialmente nella fase iniziale, soltanto in telegrafia, e che essi saranno concordati con il corrispondente in precedenza per lettera o tramite i normali collegamenti radio in modo da fissare le modalità con le quali essi dovranno avere luogo. Si dovrà stabilire innanzi tutto la frequenza di lavoro; l'ora delle prove sarà scelta in funzione della posizione della Luna che dovrà trovarsi in un punto tale della sfera celeste che consenta la riflessione dei segnali dal posto trasmittente a quello ricevente con giusta angolazione, ed infine si dovrà fissare un codice molto limitato per lo scambio delle comunicazioni, compresi i segnali di riconoscimento tenuto conto che inizialmente sarà senz'altro molto difficoltoso alla stazione ricevente di riconoscere il normale nominativo.

Le gamme comunemente usate dai radioamatori per effettuare degli esperimenti di questo genere sono quelle superiori ai 100 MHz e precisamente, 144, 225, 432, 1295, 3300 MHz ed altre più alte. Rilevante sarebbe il contributo che i radioamatori potrebbero portare in questo campo circa l'uso delle onde corte e cortissime, ed anche di quelle EHF, per assicurare i collegamenti a distanza con questo metodo.

Fra i principali fenomeni dei quali il radioamatore dovrà tenere conto e che caratterizzano la propagazione delle onde em in questo genere di comunicazioni, va ricordato il cosiddetto **« effetto Faraday »** che in pratica si manifesta come una evanescenza molto lenta il cui periodo può oscillare da una diecina di minuti a più di un'ora, e che è dovuto alla rotazione di polarizzazione che subiscono le onde em durante il percorso. Infatti se si invia verso la Luna un segnale con un'antenna polarizzata orizzontalmente esso quasi certamente ritornerà sulla Terra con una polarizzazione sensibilmente diversa da quella originale la qualcosa in ricezione si manifesterà con un affievolimento più o meno intenso dei segnali la cui intensità dipenderà dal grado di cambiamento della polarizzazione stessa e dalla rapidità con la quale il fenomeno avrà avuto luogo.

E' stato rilevato che l'effetto Faraday è maggiormente accentuato sulle gamme più basse, come ad esempio quella dei 144 MHz, mentre è trascurabile sulle frequenze più alte, nei cui impianti emittenti e riceventi si fa uso di antenne paraboliche e di relé coassiali che eliminano del tutto l'inconveniente.

Qualora le suddette prove siano effettuate sulla gamma dei 144 MHz sarebbe opportuno ricorrere all'uso di antenne aventi la polarizzazione circolare cosa che purtroppo si traduce in una perdita di circa 6 dB (3 dB per il viaggio di andata e 3 dB per il viaggio di ritorno) che però può essere compensata in ricezione aumentando la sensibilità dell'impianto ricevente, come vedremo più avanti.

In taluni casi può essere conveniente l'impiego di antenne ad elica indipendenti per il trasmettitore e per il ricevitore.

Un altro fenomeno di notevole importanza e che influenza negativamente le radiocomunicazioni spaziali, conosciuto con il nome di **effetto Doppler**, è certamente noto ai nostri lettori. Esso provoca delle variazioni di frequenza, dei segnali in arrivo rispetto al valore originale che essi avevano in partenza, e che sono da attribuire ai movimenti ai quali sono soggette tanto la Terra quanto la Luna.

Naturalmente altri fattori intervengono a caratterizzare detto fenomeno e fra di essi molta importanza ha la posizione della stazione trasmittente e quella della stazione ricevente, comunque può ritenersi che in linea di massima lo spostamento di frequenza dovuto ad esso possa essere valutato in ± 160 Hz per ogni 100 MHz. Ciò significa che sui 144 MHz l'effetto Doppler può provocare delle variazioni di frequenza dell'ordine di ± 230 Hz e nella gamma dei 1300 MHz di ± 2100 Hz.

L'effetto Doppler impone dei limiti alla larghezza della banda passante minima dei circuiti che precedono lo stadio rivelatore dei ricevitori, limiti che però possono essere attenuati ricorrendo a particolari sistemi di rivelazione come quello noto con il nome di **« Correlation detection »** che consiste nel bloccare la fase dell'oscillatore consentendo di seguire il segnale in arrivo, anche se la sua frequenza varia entro certi limiti, e di effettuare una riduzione della banda passante, prima dello stadio rivelatore, che in certi casi può essere portata anche a 20 Hz per i segnali più deboli.

Un sistema del tutto simile è usato per l'inseguimento dei satelliti artificiali, la cui frequenza di trasmissione come è noto cresce a seconda che il satellite sia in fase di avvicinamento o di allontanamento rispetto alla stazione di osservazione.

Un ulteriore fenomeno, che è la causa di un certo indebolimento e di distorsione dei segnali tanto che in certe condizioni possono essere incomprensibili, è dovuto al fatto che le onde em non sono riflesse in un solo punto del suolo lunare ma bensì su una certa porzione della sua

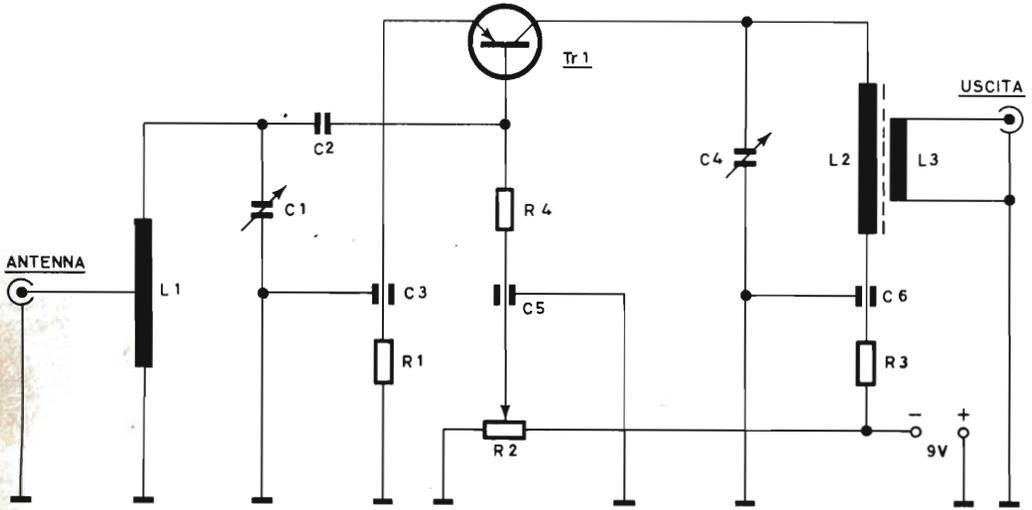



Fig. 3 - Preamplificatore per la gamma dei 144 MHz equipaggiato col transistor TIXM05.

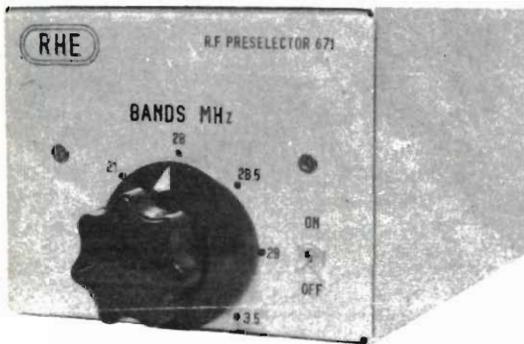



Fig. 4 - Convertitore per 7, 14, 21, 28 MHz con transistor ad effetto di campo.

Fig. 5 - Curva di risposta a 21 MHz con fattore Q uguale a 50.

superficie che non è uniforme e che è soggetta al movimento di librazione. Ciò agisce in modo che le varie componenti del campo em non siano in fase fra di loro, all'arrivo al posto ricevente, dando luogo ai suddetti inconvenienti.

Fino ad oggi i collegamenti più importanti fra radio amatori sono stati effettuati sulle frequenze di 1295 e 432 MHz fra radioamatori degli Stati Uniti, delle Hawai e del Portorico, altri sono stati invece effettuati sulla gamma dei 144 MHz in USA, Francia, Finlandia ecc.

I radioamatori nostrani, potrebbero tentare il collegamento sui 144 MHz, gamma sulla quale si suppone siano maggiormente attrezzati anche se essa è più soggetta ai fenomeni di cui sopra. Interessante potrebbe essere pure la gamma dei 432 MHz ricorrendo all'impiego di antenne ad elica indipendenti. Per le frequenze più alte l'impiego di antenne paraboliche e di amplificatori parametrici è invece indispensabile.

Molto utili potrebbero essere anche i tentativi di collegamento mediante l'impiego delle onde corte, specialmente delle gamme dei 28 e dei 21 MHz, oltre a quella dei 14 MHz in fase di chiusura della propagazione.

Dobbiamo precisare che molti collegamenti per riflessione lunare sono stati possibili anche mediante l'impiego di normali apparecchiature. Se negli Stati Uniti in un caso è stata usata un'antenna a 32 elementi, del tipo a cortina, con guadagno di 19 dB collegata ad un TX, accordato su 144 MHz, con stadio finale composto da 4 x 250 B ed un ricevitore Collins 75A4 munito di preamplificatore e con stadio rivelatore munito di circuito « Correlation Detection », in Francia un collegamento recente è stato stabilito mediante il trasmettitore usato per i normali QSO locali, provvedendo soltanto a stabilizzare le tensioni di alimentazione e a chiudere in una camera termostatica il quarzo. In ricezione è stato usato un comune ricevitore Drake R4A sintonizzato su 28 MHz preceduto da un convertitore a due valvole (adatto a coprire le gamme dei 144 e dei 432 MHz) e da un preamplificatore del tipo TIMX il cui schema è riportato in figura 3.

In questo preamplificatore si è fatto uso del transistore TIXM 05 che consente di ottenere un livello di rumore di entrata di circa 2 dB con risultati nettamente migliori di quelli conseguibili con amplificatori a valvole.

La bobina L1, per 144 MHz, è costituita da 6 spire di filo da 0,12 millimetri, aventi un diametro di 8 millimetri ed avvolte su una lunghezza di 20 millimetri. Presa a circa 2 spire. L2 dovrà essere identica alla bobina L1 ma senza alcuna presa intermedia. L3 è composta da due spire di filo coperto da 1 millimetro, accoppiate al lato freddo di L2.

Il valore degli altri componenti è il seguente: C1 = 10 pF variabile; C2 = 510 pF; C3 = 2 nF; C4 = 10 pF variabile; C5 = = 2 nF; R1 = 1 kΩ; R2 = 5 kΩ potenziometro; R3 = 1 kΩ; R4 = 12 kΩ.

CONVERTITORE - PRESELETTORE PER LE GAMME DEI RADIOAMATORI IN ONDA CORTA

Il convertitore del quale diamo notizia si dimostrerà della massima utilità a quei radioamatori che non dispongano di un ricevitore di classe. Esso consente la ricezione delle bande dei 7, 14, 21 e 28 MHz convertendoli in segnali compresi nella gamma da 3,5 a 4 MHz, di modo che può essere collegato all'ingresso di qualsiasi ricevitore che disponga di quest'ultima gamma.

Questo convertitore, realizzato dall'ing. Scandola e noto con il nome di Preselector RHE 671, è equipaggiato con un transistore ad effetto di campo della Texas Istr. del tipo AN3819 in alta frequenza, ed è seguito da uno stadio mescolatore con transistore FET 2N3819 e da uno stadio oscillatore a quarzi con transistore 2N2826.

In considerazione dell'impiego dei transistori ad effetto di campo la sensibilità del complesso risulta eccezionalmente elevata: essa è infatti dell'ordine dei 30 dB, ed il rumore proprio è praticamente trascurabile. In sostanza il guadagno è da considerarsi effettivo dato che il rapporto segnale-disturbo è dovuto

esclusivamente a quello del ricevitore che segue il convertitore.

Il transistore ad effetto di campo impiegato nello stadio ad AF presenta una impedenza di entrata molto elevata e di conseguenza per evitare che la capacità che esiste fra il gate ed il drain, ai quali fanno capo i circuiti di entrata e di uscita, possa provocare l'innesco delle oscillazioni questo stadio è stato accuratamente neutralizzato.

I segnali provenienti dall'antenna e diretti al « gate » del primo transistore sono filtrati per ciascuna gamma tramite un filtro passabanda composto da due circuiti accordati accoppiati fra di loro mediante una piccola capacità. Un filtro simile è interposto fra lo stadio ad AF e quello mescolatore.

Essendo i filtri sintonizzati al centro banda non esiste alcuna necessità di modificarne la sintonia, di conseguenza l'apparecchio non dispone di alcun condensatore variabile.

Detta disposizione non altera le condizioni di selettività AF rispetto ai normali ricevitori con sintonia manuale. Infatti se chiamiamo con « fo » la frequenza di risonanza del circuito e con « Δf » lo scarto di frequenza dalla « fo » necessario per avere una attenuazione del segnale di — 3 dB, è nota la relazione che afferma:
f/fo = $^1/_2$ Q dalla quale si ottiene che

$$\Delta f = \frac{1}{2Q} fo$$

Nella quale Q indica il fattore di merito effettivo del circuito che è determinato prevalentemente dall'accoppiamento di antenna (che conviene tenere stretto) ed anche dalla componente relativa all'impedenza d'ingresso del transistore che si riscontra alle frequenze più alte. Il valore del Q effettivo non può essere ritenuto superiore a 50 sulla gamma dei 21 MHz e quindi avendo che 21.000 : 2 x 50 = 210 kHz, la banda passante del circuito accordato risulterà di 2 x 210 = 420 kHz. E' dunque sufficiente accordare al centro gamma il circuito risonante affinché la variazione della risposta lungo la gamma risulti assai modesta, cioè minore di 3 dB (fig. 5).

Con l'impiego dei filtri passa banda è inoltre possibile ridurre ulteriormente tale variazione di risposta ed è per questa ragione che nel convertitore in questione sono stati usati due filtri passa banda accordati su ciascuna gamma. Essi sono costituiti da due circuiti accordati accoppiati fra loro « oltre al critico » (K = 1,5) in modo da avere una risposta praticamente piatta lungo le gamme per le quali il convertitore deve funzionare.

Il transistore dello stadio mescolatore è collegato in uscita ad un filtro passabanda previsto per una risposta costante entro 1 dB tra 3,5 e 4 MHz. L'uscita del convertitore RHE 671 è a bassa impedenza. L'entrata dell'aereo è pure a bassa impedenza ed asimmetrica essendo prevista per l'impiego con linee coassiali da 50 a 75 ohm.

L'alimentazione può essere effettuata tanto a 6 volt quanto a 9 volt. Con quest'ultima naturalmente il guadagno è maggiore ma tenuto conto dell'esuberanza del complesso nella maggior parte dei casi è sufficiente l'alimentazione a 6 volt fornita da una pila a secco, che durerà molti mesi tenuto conto che l'assorbimento è dell'ordine dei 3 o 4 mA. Non è stata installata una lampada spia per il fatto che il suo impiego avrebbe certamente decuplicato il consumo delle pile. Naturalmente il convertitore potrà essere anche alimentato da uno dei tanti raddrizzatori che si trovano in commercio e che sono destinati alla alimentazione degli apparecchi a transistor.

Da notare che non esiste il problema del sovraccarico dovuto all'apparecchio trasmittente; infatti i transistori del tipo FET sono stati progettati in modo che l'esistenza di una tensione di qualche diecina di volt tra il gate e gli altri elementi può essere tollerata senza danno per i semiconduttori.

Il convertitore è caratterizzato soprattutto da una stabilità maggiore di quella di molti ricevitori con oscillatore locale del tipo libero e nei quali essa è molto insoddisfacente, specialmente nelle gamme dei 21 e dei 28 MHz, con grave danno per la ricezione in SSB.

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

OHMETRO PER LA MISURA DI BASSI VALORI RESISTIVI

(Da «Radio Télévision Pratique» - 29 Febbraio 1968)

Nella maggior parte dei multimetri di produzione commerciale, l'ohmetro è spesso del tipo funzionante con componenti in serie, oppure in serie-parallelo. In ogni caso, difficilmente si riesce a raggiungere valori sufficientemente bassi, tali cioè da consentire l'impiego dello strumento per effettuare misure simili a quelle che solitamente è possibile eseguire soltanto con un ponte.

Sappiamo però che, una volta predisposto un circuito di alimentazione che determini il passaggio di una determinata corrente nella bobina mobile di un milliamperometro, qualsiasi valore resistivo collegato in parallelo alla suddetta bobina mobile determina una riduzione dell'indicazione da parte dell'indice. Ciò premesso, se si allestisce un circuito costituito da un milliamperometro, da una batteria e da una resistenza addizionale una parte della quale sia variabile, si può innanzitutto regolare quest'ultima in modo tale che l'indice si porti al fondo scala, dopo di che è intuitivo che — collegando una resistenza in parallelo a tutto il circuito — l'indice si sposti verso l'inizio della scala, retrocedendo di un ammortare che è proporzionale al valore della resistenza collegata in parallelo.

Questo principio viene sfruttato in modo assai semplice per la realizzazione di un ohmetro a bassa portata, impiegante uno strumento avente una sensibilità di 1 milliampère fondo scala, ed una resistenza interna di 100 ohm.

Il circuito che qui riproduciamo è appunto quello dell'ohmetro che viene descritto, ed in esso sono illustrati tutti i componenti con i valori relativi. Ciò che è maggior-

mente interessante in questo circuito, è che — grazie all'impiego del commutatore a due vie e due posizioni, è possibile predisporre l'ohmetro per eseguire misure di resistenze in due portate: la prima è compresa tra un valore minimo di 0,1 ohm ed un valore massimo di 90 ohm, mentre la seconda è compresa tra un valore minimo di 1 ohm ed un valore massimo di 900 ohm.

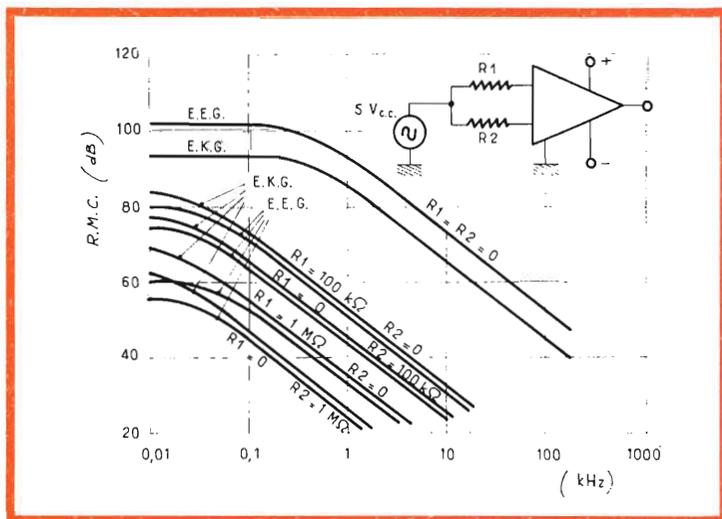
L'articolo, corredato di numerose illustrazioni, descrive in primo luogo il principio di funzionamento, dopo di che considera gli elementi facenti parte del circuito, ed espone in termini assai chiari il principio di calcolo della resistenza in parallelo, per ottenere le diverse gradazioni della scala. Oltre a ciò, viene fornito un esempio di realizzazione dello strumento, con un disegno che illustra la disposizione dei vari componenti, allo scopo di contenere il tutto entro dimensioni minime.

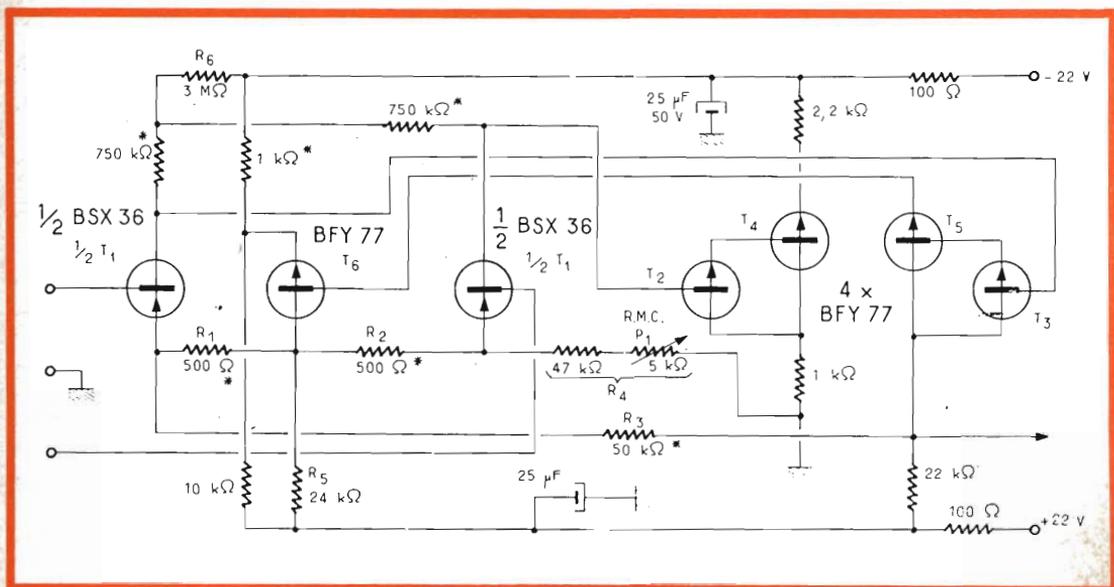
PREAMPLIFICATORE PER ELETTROCARDIOGRAFIA ED ELETTRO-ENCEFALOGRAFIA

(Da « Electronique Médicale » - N° 42)

Come in tutti gli altri campi dell'elettronica, nel campo elettromedicale si stanno diffondendo sempre più i cosidetti circuiti integrati: essi offrono infatti — come è ben noto — i numerosi vantaggi di minore ingombro, di maggiore sicurezza di funzionamento, di standardizzazione, e di rapida possibilità di sostituzione in caso di guasti.

Le prime due figure che qui riproduciamo rappresentano gli schemi a blocchi di tre tipi di amplificatori differenziali caratterizzati da un'entrata ad

alta impedenza, come è appunto necessario nelle apparecchiature alle quali l'articolo è riferito. La terza figura rappresenta invece il circuito elettrico del preamplificatore ad accoppiamento

diretto per elettrocardiografia, anch'esso realizzabile naturalmente sotto forma di circuito integrato.

In questo circuito, il primo ingresso (facente capo direttamente alla base di T1) serve per i segnali di ingresso aventi una polarità non invertita: il contatto centrale fa evidente capo a massa, mentre il secondo ingresso (presente immediatamente sotto, e facente capo direttamente alla base della seconda metà di T1) serve esclusivamente per l'applicazione dei segnali aventi una polarità invertita.

Tutte le resistenze presenti nel circuito devono presentare una tolleranza dell'ordine dell'1 per cento, al solo scopo di assicurare la costanza del guadagno offerto dai diversi stadi, nonché la linearità di funzionamento agli effetti pratici. Sebbene la cosa possa sembrare strana, si tratta di un preamplificatore che presenta un'impedenza di ingresso sufficientemente elevata per consentire l'applicazione degli elettrodi facenti capo al paziente per il rilevamento delle oscillazioni elettroencefalografiche ed elettrocardiografiche. Oltre a ciò, il circuito è stato progettato in modo tale da ottenere la massima stabilità di funzionamento, e — di conseguenza — la minima sensibilità nei confronti delle variazioni eventuali della tensione di alimentazione, che ammonta a 22 volt.

Nelle apparecchiature di questo genere, si ricorre di solito all'impiego di una tensione detta normalmente «di repere», mediante la quale è possibile ottenere all'uscita, e quindi sul chimografo registratore, un segnale di confronto che rappresenta la ampiezza di deflessione dell'indice ottenuta con una tensione di valore noto, normalmente pari ad 1 millivolt. Da ciò è facile intuire quali sono le esigenze di stabilità che è necessario rispettare in queste apparecchiature.

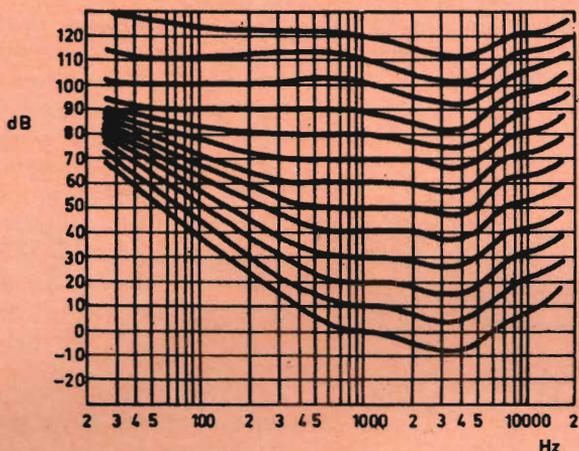
L'amplificatore descritto in questo articolo è di tipo ad accoppiamento diretto, ossia con l'assoluta assenza di capacità tra uno stadio e quello successivo: grazie a ciò, non esistono praticamente pericoli di sfasamento del segnale, la cui gamma di frequenza è per altro talmente ridotta da diminuire le esigenze agli effetti della gamma di responso.

La lettura di questo articolo, redatto con numerosi dettagli e corredato di diversi grafici esplicativi, è assai utile a coloro che si interessano nel campo elettromedicale, soprattutto in relazione ai più recenti sviluppi della tecnica elettronica.

GLI AMPLIFICATORI DI BASSA FREQUENZA

(Da «Radio Télévision Pratique» - 29 Febbraio 1968)

Indipendentemente da quanto è stato detto fino ad ora sugli amplificatori di Bassa Frequenza, funzionanti sia a valvole, sia a transistori, il punto di vista sotto il quale l'argomento viene considerato in questo articolo può essere interessante per numerosi motivi. In primo luogo, l'argomento viene preso in considerazione non soltanto da un punto di vista tecnico, ma anche da un punto di vista fisiologico: l'articolo ha infatti inizio con alcune interessanti considerazioni agli effetti della caratteristica non lineare di sensibilità dell'orecchio umano ai suoni di varia frequenza, col variare del loro livello: infatti, la parte introduttiva di questa nota si basa sul classico grafico delle curve di Flechner e Munson, che permettono di apprezzare la minore sensibilità dell'orecchio umano nei confronti delle frequenze molto gravi e molto acute, in corrisponden-

za di bassi livelli di intensità. Con l'aumentare delle intensità dei suoni, la curva di sensibilità tende invece a diventare lineare, il che spiega per quale motivo, durante l'ascolto di musica riprodotta, indipendentemente dalla classe alla quale l'amplificatore di ascolto appartiene, si ha sempre la netta impressione di una riproduzione assai scadente quando si ascolta ad un livello sonoro relativamente basso.

In base a quanto sopra, è intuitivo che — affinché un aplificatore possa funzionare con una resa qualitativa soddisfacente — è indispensabile che l'amplificatore presenti un controllo di volume di tipo fisiologico, atto cioè a compensare questa irregolarità nella curva di sensibilità dell'orecchio umano.

L'articolo, nella parte introduttiva, considera anche le varie curve di responso che è possibile attribuire all'apparecchio, a seconda delle posizioni che vengono assunte dai due controlli separati di tono per le note alte e le note basse. Successivamente, l'autore prende in considerazione alcuni circuiti tipici, di comune impiego nelle apparecchiature ad alta fedeltà, atte ad ottenere il miglior risultato agli effetti della riproduzione di musica registrata. Numerose osservazioni vengono fatte per quanto riguarda la correzione della curva di responso degli altoparlanti e dei trasformatori di uscita, nonché per la correzione dei difetti dovuti ai dischi, oppure al soffio inevitabilmente presente nel caso di ricezione radio. Consigliamo pertanto la lettura di questo articolo a coloro che si occupano di amplificatori di Bassa Frequenza.

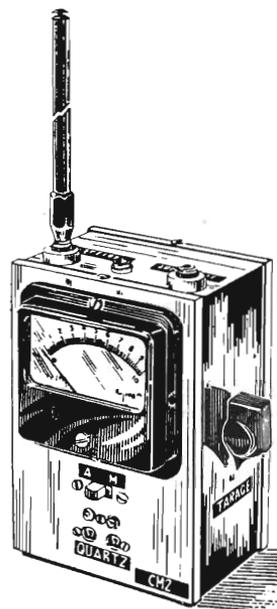
INTERFONICO AUTOMATICO ULTRAMODERNO

(Da « Le Haut-Parleur » - 15 febbraio 1968)

Tra i numerosi articoli di questo numero della pubblicazione francese, figura la descrizione di un interfono automatico, avente prestazioni tali da destare un notevole interesse agli effetti delle possibilità di impiego che esso offre. Si tratta di un amplificatore impiegante in totale dieci transistori, oltre ad un rettificatore a ponte del tipo B40C2200, del quale vengono forniti in pratica tutti dettagli costruttivi, che può essere installato in un impianto funzionante con nove derivati. L'articolo è corredato di numerose illustrazioni relative alla basetta a circuiti stampati, alla disposizione dei vari componenti, nonché all'allestimento del cavo che permette di allacciare l'apparecchio principale all'impianto di distribuzione.

UN APPARECCHIO PER IMPIEGHI MULTIPLI

(Da « Radio Modélisme » - Marzo 1968)

In riferimento agli apparecchi di radiotrasmissione e di

radioricezione che devono essere realizzati dagli appassionati di radiomodellismo, l'ar-

ticolo al quale ci riferiamo descrive un apparecchio complementare, ossia un apparecchio con funzioni ausiliarie, giustamente destinato a

facilitare il montaggio e la messa a punto di trasmettitori e di ricevitori di tipo classico.

L'idea iniziale consisteva nella realizzazione di un semplice dispositivo, che permettesse di verificare il buon funzionamento di un quarzo, elemento tuttora assai diffuso nelle realizzazioni di questo tipo.

Partendo dallo schema di base, rielaborato da una rivista americana, l'autore ha avuto la possibilità di constatare in pratica che la medesima realizzazione — con la aggiunta di alcuni altri elementi — poteva prestarsi a numerose altre funzioni, che vengono dettagliatamente descritte.

Le due figure che qui riportiamo rappresentano rispettivamente l'aspetto esterno dell'apparecchiatura descritta, ed il suo circuito elettrico. In quest'ultimo, A rappresenta la presa di collegamento per l'antenna esterna, nel caso di impiego come misuratore di campo, B rappresenta due zoccoli tramite i quali è possibile collegare al circuito il quarzo sotto prova, C rappresenta il potenziometro mediante il quale viene controllata la oscillazione, e D rappresenta invece la presa di collegamento per l'antenna di trasmissione. Il potenziometro P2 consente di effettuare la taratura in rapporto alle esigenze di impiego, e l'intero circuito viene alimentato con una comune batteria da 9 volt, del medesimo tipo adattato per l'alimentazione delle radio tascabili.

Da tutto ciò appare evidente che lo strumento può essere impiegato sia agli effetti della misura delle intensità di campo (analogamente ad altre apparecchiature disponibili in commercio utili allo stesso scopo, ma che presentano un inconveniente di un costo relativamente elevato), sia agli effetti del controllo diretto ed immediato delle caratteristiche di funzionamento dei cristalli di quarzo. Infatti, il circuito può funzionare come un vero e proprio trasmettitore, senza naturalmente alcuna possibilità agli effetti della frequenza di modulazione, tramite il quale è possibile conoscere con assoluta esattezza la frequenza di funzionamento, e stabilire quindi le caratteristiche del cristallo sotto prova.

L'intero circuito consiste in due transistori, di cui uno del tipo AF118, ed uno del tipo OC74, in un diodo del tipo OA79, ed in pochi altri componenti, tra cui una bobina di cui vengono forniti i dati costruttivi.

L'articolo è corredato anche di un disegno assai chiaro, illustrante la posizione dei vari componenti agli effetti della realizzazione pratica.

CONSIGLI PRATICI SULL'IMPIEGO E LA PROGETTAZIONE DI NUCLEI FERROMAGNETICI

(Da « Electronic Design » - 20 dicembre 1967)

L'impiego dei nuclei ferromagnetici in ferro o in ferrite ha raggiunto uno sviluppo tale da rendere necessarie alcune importanti delucidazioni: in particolare, i suddetti nuclei vengono impiegati — come d'altronde ben noto — per la realizzazione di trasformatori funzionanti sulla frequenza di rete e sulle frequenze acustiche, nonché per la realizzazione di circuiti accordati funzionanti in Alta e Media Frequenza.

Il trasferimento di un valore induttivo da un semplice schema ad un circuito funzionante implica sovente lo impiego di nuclei del tipo a scodellino: ciò principalmente grazie alla notevole sem-

plicità della messa a punto che questi nuclei attualmente consentono, ma anche per numerosi altri vantaggi, tra i quali l'aumento dell'induttanza e del fattore di merito, un effetto di schermaggio assai più efficace, ed una notevole economia di allestimento.

L'articolo che recensiamo, considera l'argomento sotto il profilo del calcolo pratico di avvolgimenti impieganti un nucleo ferromagnetico, in rapporto al numero delle spire, alla intensità del flusso magnetico, e a numerosi altri fattori che intervengono agli effetti pratici. L'intera nota è basata sulla pubblicazione di tre interessanti nomogrammi, mediante i quali è possibile effettuare praticamente qualsiasi calcolo, in base ai fattori noti.

IL PRIMO BANCO INSTALLATO IN FRANCIA PER L'ESECUZIONE MULTIPLA DI MINI-CASSETTE MUSICALI STEREOFONICHE

(Da « Le Magnétophone » - Dicembre 1967)

A causa dell'enorme divulgazione dei giranastri del tipo a cartuccia, conseguita in Francia, si è presentata la necessità di far fronte a esigenze imperative del mercato, ossia di disporre di grandi assortimenti di cassette contenenti musica registrata. Ciò ha dato adito sia ad interventi da parte delle industrie agli effetti della produzione di accessori di questo tipo, sia ad interventi da parte delle case discografiche, che hanno dovuto allestire vari tipi di repertori a seconda delle esigenze e dei gusti di massa.

In particolare, è stato necessario organizzare una vera e propria produzione in serie, atta cioè a ridurre per quanto possibile il costo di produzione di queste cassette musicali, onde poterle rendere disponibili sul mercato ad un prezzo accessibile alla maggior parte degli utenti.

La figura che qui riproduciamo rappresenta un banco multiplo di copiatura, mediante il quale un programma musicale registrato sul nastro che viene letto sull'apparecchiatura visibile in primo piano viene registrato contemporaneamente su otto nastri che vengono fatti scorrere su altrettante apparecchiature a funzionamento automatico. Naturalmente, ciò non significa che la copiatura è possibile soltanto per effettuare otto copie: basta infatti aggiungere altre apparecchiature a quelle già predisposte, per ottenere il numero di copie desiderato.

Senza voler riprendere una polemica che è già stata trattata su queste e su altre pagine, ci chiediamo quando anche in Italia avremo una produzione del genere, tale da soddisfare non solo i gusti di coloro che amano la musica ed i cantanti stranieri, ma anche coloro che amano ascoltare musica riprodotta, di provenienza nazionale.

IL MIGLIOR METODO PER LA REGISTRAZIONE FM

(Da « Electronic Design » - Novembre 1967)

In pratica, non esiste un metodo ideale per effettuare registrazioni FM. In teo-

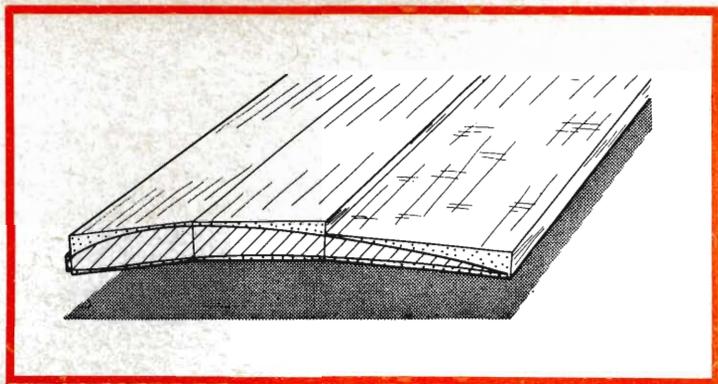
ria, esistono invece tre sistemi, tra i quali la scelta costituisce un problema arduo da risolvere, a causa della diversità dei risultati, e degli svantaggi nonché dei vantaggi che ciascuno di essi comporta.

L'articolo inizia col considerare il sistema di registrazione a larga banda, che comporta una minore entità degli effetti denominati in lingua inglese col termine di « flutter »: oltre a ciò, l'autore considera il sistema di registrazione a banda stretta, che comporta una notevole capacità di dati, in contrasto col sistema di registrazione a larga banda. Infine, l'autore prende in considerazione il metodo di registrazione a larghezza di banda costante, che consente l'impiego di numerosi canali su di un'unica traccia.

Sebbene l'articolo non tragga delle conclusioni definitive, tali cioè da consentire al lettore di effettuare la scelta in base agli argomenti forniti, questi sono tuttavia esposti con notevole competenza, e risultano pertanto interessanti per chi deve quotidianamente affrontare problemi nel campo della registrazione in FM.

LA COSTRUZIONE DI ALI IN LEGNO DI BALSA

(Da « Radio Modélisme » - Febbraio 1968)

Sempre per coloro che si occupano di aeromodellismo, è interessante leggere questa nota che fornisce numerosi dettagli costruttivi agli effetti della realizzazione di ali da applicare su aereomodelli autocostruiti. L'articolo è corredato di numerose illustrazioni, tra le quali ne riproduciamo una che rappresenta la realizzazione di un'ala mediante tre strisce incollate tra loro, in modo tale da determinare a priori il profilo. Le superfici tratteggiate mettono in evidenza la forma del profilo così come deve risultare al termine della realizzazione.

L'articolo al quale ci riferiamo presenta numerosi aspetti interessanti soprattutto per quanto riguarda i consigli pratici che vengono forniti agli effetti dell'impiego del legno di balsa per la realizzazione di aereomodellini. La nota inizia infatti con considerare quelle che sono le prerogative di leggerezza che è possibile ottenere con questo tipo di legno, e conclude anche con alcuni interessanti particolari relativi al modo più razionale per fissare i componenti in legno di balsa sul corpo del modellino.

CONTROLLO DELL'ENERGIA NUCLEARE E NON-PROLIFERAZIONE

(Da « Electro Nucleaire et Electricité » - N° 14-15 1967)

La non-proliferazione delle armi nucleari costituisce uno dei problemi più difficili tra l'America e la Russia. Tutte le trattative si riducono — in fin dei conti — alla seguente questione: come organizzare un controllo per impedire l'impiego dell'energia nucleare ai fini militari?

Il dottor Werner Ungerer (di Bonn) ha dimostrato in una pubblicazione che la Repubblica Federale Tedesca, pur non avendo rinunciato alla fabbricazione di armi ABC non sarebbe in condizione di fabbricare armi di tipo nucleare; essa non dispone in proprio di un circuito completo, ed è pertanto sottoposta al controllo del trattato che istituisce l'Euratom, in modo assai generico, come strumento di controllo che permette di impedire la proliferazione delle armi nucleari, e ciò da parte del raggruppamento regionale di stato, nucleare e non nucleare.

Nonostante la scarsa attinenza di questo articolo con l'elettronica alla quale è dedicata questa rivista, questa nota presenta numerosi aspetti interessanti, in quanto considera — tra l'altro — le ripercussioni che le trattative sulla non-proliferazione hanno agli effetti del mondo industriale, nel quale occupa un posto di primaria importanza il campo che ci interessa.

LA SCRIVANIA DELLO ZIO

L'ATOMO AVARO

Il grande Einstein scendeva talvolta dagli altissimi cieli, cui assurgeva la sua mente spaziando fra matematica e filosofia, per formulare esempi facili, accessibili, e non privi di bonario spirito, onde aprire a chiunque la comprensione dei misteri della scienza.

L'atomo, disse dunque un giorno Einstein, è come un avaro ricchissimo, che possiede una incalcolabile energia ma non ne cede una briciola a nessuno.

Quando è in punto di morte — e con ciò Einstein alludeva alla fissione dell'Uranio e del Plutonio — l'atomo fa testamento a favore dei suoi figli, vale a dire delle due parti che risultano dalla fissione. Tuttavia mette nel testamento una condizione: che i due figli cedano alla comunità la milionesima parte della ricchezza ricevuta.

Infatti, la fissione libera la milionesima parte di energia, e sebbene si tratti di piccolissima quantità, pure rappresenta l'enorme forza che gli uomini possono volgere a proprio vantaggio, se hanno il buon senso di usarla pacificamente.

Vale la pena di ricordare che « fissione » deriva dal latino « findere » cioè « dividere »: donde l'allegoria dei due figli.

I BUONI PROPOSITI

Quale fu l'animo degli uomini di scienza nei secoli che precedettero l'evoluzione industriale o ne videro gli albori? E' senz'altro affascinante l'indagine sul pensiero di coloro che prepararono, con la mente e con le opere, il loro futuro e nostro presente.

Il diciottesimo secolo vide i primi tentativi di applicazione delle scienze alle realizzazioni della tecnica. « Applicare le teorie della meccanica alle macchine » fu la meta che guidò l'azione di B. F. Bélidor, ingegnere francese, intorno al 1750.

Il suo scopo era quello di « aumentare la felicità degli uomini ». Ottimo proposito ma, possiamo chiederci a due secoli di distanza, il risultato è stato raggiunto?

Era quella l'Età della Ragione, e i filosofi francesi profetizzavano l'avanzare dell'umanità verso la perfezione con la diffusione delle arti e delle scienze, con l'espandersi dell'educazione e con l'aumento della produzione industriale e conseguente larga disponibilità dei beni.

Non si può negare che furono parole profetiche, pur se la risposta alla domanda formulata sopra, ai giorni nostri, è solo parzialmente affermativa. Rimane tuttora da percorrere una lunga strada, ma un buon tratto è stato percorso. Si pensi che oggi la gente comune dispone di mezzi che, nei tempi passati, neppure i re e nemmeno gli imperatori si sarebbero sognati di possedere. Ricordiamoci che settant'anni fa il prezzo di un'automibile era sulle ventimila lire, corrispondenti a una ventina di milioni di oggi. Se poi risaliamo all'epoca romana scopriamo che un bicchiere di vetro — ho detto vetro non cristallo — costava, ragguagliato alla nostra moneta odierna, sulle cinquantamila lire. Nell'Apocalisse, scritta nel primo secolo dell'era volgare, sono elencati come cose preziose l'oro, le perle e il vetro.

Impariamo dunque a voltarci qualche volta indietro per capire ciò che abbiamo e non lagnarci più del necessario. Attenti perchè ho scritto « qualche volta ». Il nostro pensiero dominante va rivolto alla costruzione del futuro. E' confortante pensare che nel nostro tempo si è aperta la mente al concetto di universalità per cui, malgrado i sopravviventi contrasti, si può bene sperare che alla « maggiore felicità » approderanno un giorno tutti gli uomini, indistintamente, nella concordia. Questi siano i nostri buoni propositi.

AMORE A PRIMA VISTA

Si narra che Gay Lussac, la cui legge sulla combinazione volumetrica dei gas abbiamo studiato tutti a scuola, si innamorò nel 1809 della commessa di un negozio di stoffe, e la sposò, perchè nell'attesa dei clienti la ragazza leggeva libri di chimica.

Fin qui il racconto della storia minore. Ma poichè io sono maligno, mi viene la voglia matta di aggiungere un commento personale.

E' fuori di dubbio che ogni uomo sposa a sua insaputa la donna che ha deciso di farsi sposare da lui. Cioè, l'uomo crede di essere cacciatore ma, in realtà, è preda.

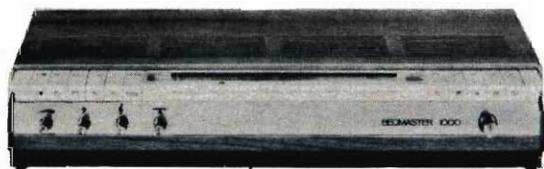
Scommetterei quindi che alla brava commessa non importava un fico della chimica, ma che escogitò quello stratagemma quasi innocente per attirare su di sè l'attenzione di Gay Lussac. Il quale, al pari di tutti gli scienziati, al cospetto delle donne deve essere stato impacciato come un fagotto.

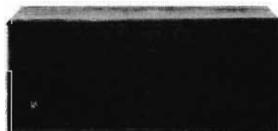
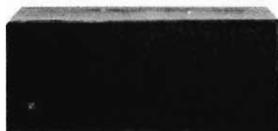
In questi casi la grazia femminile chiama l'astuzia per alleata, onde ne deriva una combinazione tanto sapiente e sottile, da non lasciare scampo a chi ne è l'oggetto, anche se si tratta di una marmotta.

Le mie gentili lettrici — so di averne alcune — non se ne dolgano. Se riflettono, si accorgeranno che questa nota è un omaggio all'eterno femminino. L'amabile Rosina che, per farsi impalmare da Lindoro, medita « e cento trappole farò giocar » sul piano umano resta e resterà sempre il simbolo della giovinetta protesa al suo destino di donna, più attraente e simpatica di una campionessa olimpionica, con tutto il rispetto e l'ammirazione per le campionesse.

Zio Ruben

Elegante impianto stereo ideale per la sistemazione in scaffali o librerie

Amplificatore-sintonizzatore stereo - Beomaster 1000 dalla linea ultrapiatta ed elegantissima - Potenza d'uscita 15+15 W.
Adatto per altoparlanti B & O di vari tipi e potenze - Giradischi stereo Beogram 1000 con caratteristiche semiprofessionali.
Provvisto della famosa testina originale B & O SP7.

BEOMASTER 1000

Beomaster 1000

Beovox 1500

Beogram 1000

A/S BANG & OLUFSEN PRODUKTIONSSELSKAB LEVERANDØR TIL DET KONGELIGE DANSKE HOF
B&O
Det danske kvalitetsmærke

GARANZIA
QUALITÀ
PREZZO

Per soddisfare le richieste di numerosi lettori, proseguiamo la pubblicazione delle tabelle di corrispondenza forniteci dalle maggiori Case produttrici di tubi professionali.

EQUIVALENZE TUBI PROFESSIONALI

Tipo	Corrispondente Philips
7AN7	PCC84
7AU7	XCC82
7D9	6AM5;EL91;M8082
7D10	EL821;6CH6
7DJ8	PCC88
7EF7	PCC89
7ES8	PCC189
7F16	6CJ5;EF41
7HG8	8HG8;PCF86
8A1	DG7-36;3WP1
8A8	9A8;PCF80
8B8	XCL82
8CW5	XL86
8D3	6AM6;EF91;M8083
8DX8	XCL84
8GJ7	PCF801
8GW8	XCL86
8HG8	PCF86
8U9	PCF201
8X9	PCF200
9A8	PCF80
9AB4	UC92
9AK8	PABC80
9AQ8	PCC85
9D6	6CQ6;EF92;M8161
9ED4	PD500
9GV8	XCL85
9JW8	PCF802
9U8	PCF82
9V9	PCH200
10C14	19D8;UCH81
10CW5	LL86
10DX8	LCL84
10FD12	19FL8;UBF89
10GV8	LCL85
10L14	UCC85
10LD3	14L7;UBC41
10LD12	UABC80
10LD13	UBC81
10P18	45B5;UL84
10PL12	UCL82;50BM8
11E13	QQE03/12;6360
11R3	LY81
11Y9	LFL200
12AC5	UF41
12AJ7	HCH81
12AT6	HBC90
12AT7	ECC81;6201;M8162

Tipo	Corrispondente Philips	Tipo	Corrispondente Philips
12AT7WA	E81CC;6201;M8162	17EW8	HCC85
		17KW6	PL508
12AU6	HF94	17Z3	PY81
12AU7	ECC82;6189;M8136		
		18GB5	LL500
12AV6	HBC91	18GV8	PCL85
12AX7	ECC83;M8137	19BEP4	AW47-91
		19BR5	UM80
12BA6	HF93	19CTP4	AW47-91
12BE6	HK90	19D8	UCH81
		19DJP4	AW47-91
12S7	UAF42	19FL8	UBF89
		19SU	19Y3;PY82
13CM5	XL36	19X3	PY80
13GB5	XL500	19Y3	PY82
14ABP4	AW36-21	20A2	PL6574
14ABP4A	AW36-20	20A3	PL2D21;PL5727;M8204
14AHP4	AW36-81	20AQ3	LY88
14AHP4A	AW36-80		
14G6	UBC80	21A1	PL6574
		21A6	PL81
14GW8	PCL86		
14K7	UCH42	21B12A	PL5684
14L7	UBC41	21CLP4	AW53-80
		21DKP4	AW53-88
14Y7	UCH80		
		21DVP4	AW53-80
15A6	PL83	21ELP4	21CLP4;AW53-80
15CW5	PL84	21ENP4	21CLP4;AW53-80
15DQ8	PCL84		
		22AL3	23AQ3;LY88
16A5	PL82		
16A8	PCL82	23ADP4	A59-16W
16AQ3	XY88	23AQP4	AW59-90
16LD6	PL802	23AXP4	AW59-91
16Y9	PFL200		
17	PL5557	23AYP4	A59-16W
17BQP4	MW43-69	23BCP4	AW59-90
17BTP4	AW43-80	23BEP4	A59-16W
		23BNP4	A59-16W
17C8	UBF80		
17CVP4	17BTP4;AW43-80	23BSP4	A59-16W
17DJP4	17BTP4;AW43-80	23CJP4	A59-16W

Tipo	Corrispondente Philips
23CKP4	A59-16W
23CLP4	A59-16W
23CMP4	AW59-90
23CNP4	A59-16W
23CRP4	A59-16W
23DEP4	A59-11W
23DFP4	AW59-91
23DGP4	A59-16W
23DHP4	A59-16W
23EBP4	AW59-90
23EJP4	AW59-91
23FGP4	A59-11W
23KP4/03	AW59-90
23SP4	A59-16W
24AXP4	AW61-88
25E5	PL36
25MP4	A65-11W
27GB5	PL500
27KG6	LL505
28EC4	LY500
30A5	HL94
30AE3	PY88
30C1	9A8;PCF80
30L1	7AN7;PCC84
30P16	16A5;PL82
30P18	15CW;PL84
31A3	UY41
31AV3	UY89
35FV5	PL136
35W4	HY90
38A3	UY85
40KG6	PL505
42EC4	PY500
45A5	UL41
45B5	UL84
45BA6	367

Tipo	Corrispondente Philips
*50AVP	150AVP
*50AVP/02	XP1010
50BM8	UCL82
50C5	HL92
*51AVP	150AVP
*51UVP	150UVP
53KU	GZ37
54KU	GZ32;54Q4
*55AVP	56AVP
55N3	UY82
57	PL5559
61SV	7634
62DDT	6CV7;EBC41
62TH	6CU7;ECH42
62VP	6CJ5;EF41
63SPT	EF50
63TP	6AB8;ECL80
64ME	6CD7;EM34
64SPT	6BX6;EF80
65ME	6BR5;EM80
66KU	6BT4;EZ40
67BT	6CK5;EL41
75C1	M8225
83A1	7980
85A1	OE3
85A2	OG3;M8098
90C1	M8206
100R	8020
100TH	TB3/350
105A	PL105
108C1	OB2;OB2WA;M8224
121VP	UF41;12AC5
141DDT	UBC41;14L7
141K	MW36-44
141TH	UCH42;14K7

Tipo	Corrispondente Philips	Tipo	Corrispondente Philips
*150AVP/02	XP1010	656	PL5552A
150B2	6354;M8163	657	PL5551A
150C2	OA2;OA2WA;M8223	710	PL5684/C3JA
150C3	OD3	715	PL5557
150C4	M8223	807	QE06/50
		813	QB2/250
		832	QQE04/20
*152AVP	XP1110	832A	QQE04/20
*152UVP	XP1118	866	DCG4/1000G
		866A	DCG4/1000G
163Pen	PL82;16A5	872	DCG5/5000GB
171DDP	UBF80;17C8		
210-0159	ZX1061	872A	DCG5/5000GB
		872B	ZY1000
212K	MW53-80	966	866A;DCG4/1000G
213P	R142	967	PL5557
213Pen	PL81;21A6		
238B	PL5555		
272	PL5557	1257	PL5559
287A	PL5557	1267	PL1267/Z300T
300DC	62031	*1560	5Y3GT
309	PL5557	1607	PL1607
311SU	UY41;31A3	1637	EL32
*373	AZ1	1701	PL5557
404A	5847	*1801	1805;AZ1
417A	5842	*1802	AZ1
451PT	UL41;45A5	*1803	AZ1
460BU	1561	*1807	AZ1
*505	AZ1	*1815	AZ50
*506	AZ1	*1817	AZ50
*506K	AZ1	*1821	AZ1
		*1823	1805;AZ1
631	PL5559	*1909	1909H
651	PL5552A		
652	PL5551A		
653B	PL5555	2000	1163
655	PL5553B	2100A	8020

Tipo	Corrispondente Philips
2183	1164
2255	55852
3069	866A;DCG4/1000G
3070	872A;DCG5/5000GB
*3534	3554
*3541	3533A
3572	866A;DCG4/1000G
3861B	QEL1/150;4X150A
3874A	QB2/250;813
3885A	3B28;DCX4/1000
4260	PL5557
4261	PL5557
*4373	4369
4440	XP1011
*4590	EC50
*4636	AF7
*4648	DCG1/250; DCG4/1000G;866A
*4649	DCG4/1000ED
*4652	AX50
*4654P	4654K

* Tipo antiquato con tipo sostitutivo.

Continua

BEOLAB 5000

Amplificatore stereo B & O interamente transistorizzato al silicio. Ingressi per registratore, pick-up magnetico e piezo, microfono sintonizzatore e ausiliario con regolazione di sensibilità. Comandi volume, bilanciamento toni alti e bassi a scala lineare. Controllo automatico contro i cortocircuiti. Mobile di linea ultramoderna in legno pregiato.
Potenza d'uscita musicale per canale: 75 W; risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz ± 1,5 dB; sensibilità pick-up magnetico: 4 mV; sensibilità altri ingressi: 250 mV; distorsione armonica: 0,2%; rapporto segnale/disturbo: 60 dB; controllo di tono: ± 17 dB a 50 Hz, ± 14 dB a 10 kHz; impedenza: 4 Ω; alimentazione: 110 ÷ 220 V; dimensioni: 470 x 96 x 250.

BEOMASTER 5000

Sintonizzatore FM stereo B & O interamente transistorizzato al silicio. Regolazione del livello di uscita. Comando per silenziamento (muting). Decoder stereo incorporato con funzionamento automatico. Mobile di linea ultramoderna in legno pregiato. Entrata d'antenna: 75 e 300 Ω; gamma di sintonia: 87 ÷ 108 MHz; risposta di frequenza: 20 ÷ 15.000 Hz ± 2 dB; distorsione armonica: 0,4%; rapporto segnale/disturbo: 75 dB; sensibilità: 1,5 μV; separazione decoder: 40 dB; livello d'uscita: 1 V; alimentazione: 110 ÷ 240 V - 50 Hz; dimensioni: 470 x 96 x 250.